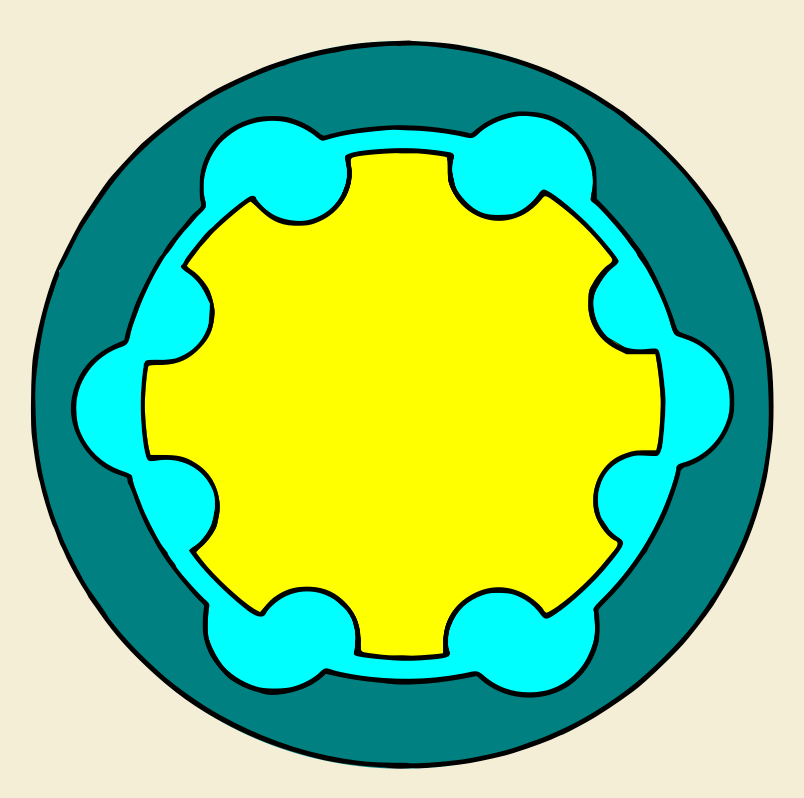
E. Armenski, G. Falk

MICRO-MACHINES ÉLECTRIQUES



Éditions Mir Moscou

Е. В. АРМЕНСКИЙ, Г. Б. ФАЛК

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ МИКРОМАШИНЫ

ИЗДАТЕЛЬСТВО «ВЫСШАЯ ШКОЛА»

E. ARMENSKI, G. FALK

MICROMACHINES ÉLECTRIQUES

ÉDITIONS MIR·MOSCOU

Traduit du russe
par B. PAVLOV

На французском языке

TABLE DES MATIÈRES

AVANT-PROPOS

Les micromachines électriques à courant continu et alternatif occupent une place de choix dans les systèmes de commande et de régulation automatique, les calculateurs et les dispositifs gyrométriques, les appareils ménagers, etc.

Parmi les monographies, manuels et guides, consacrés aux machines et micromachines électriques faisant partie des systèmes d'automatisme, qui se proposent d'analyser en détail les problèmes ayant trait à la conception, à la théorie et au calcul des ces dispositifs, il convient de citer les travaux des chercheurs: M. P. Kostenko, L. M. Piotrovski, A. G. Iossifian, V. S. Koulébakine, G. Kron, D. White, G. Wudson, S. Seely, L. Robischo et d'autres.

Le but du présent ouvrage est de familiariser le futur spécialiste avec le principe de fonctionnement, la conception et surtout avec les caractéristiques et les possibilités des organes d'automatisme dont l'élément essentiel est la machine électrique, de lui faire apprendre à choisir judicieusement et correctement tel ou tel élément pour l'utiliser ensuite dans les systèmes d'automatisme modernes.

Les auteurs remercient vivement leurs collègues dont les précieux conseils ont permis la parution de cet ouvrage.

Auteurs

INTRODUCTION

§ I.1. CLASSIFICATION DES MICROMACHINES ÉLECTRIQUES ET LEUR PLACE DANS LES TECHNIQUES MODERNES

On appelle m i c r o m a c h i n e s é l e c t r i q u e s les machines à courant continu et alternatif d'une puissance allant des fractions de watt jusqu'à 750 W.

D'après la destination et le champ d'application on distingue deux classes des micromachines électriques:

1) *micromachines électriques d'usage général* (fig. I.1). Ce groupe comprend essentiellement les micromoteurs à collecteur, asynchrones

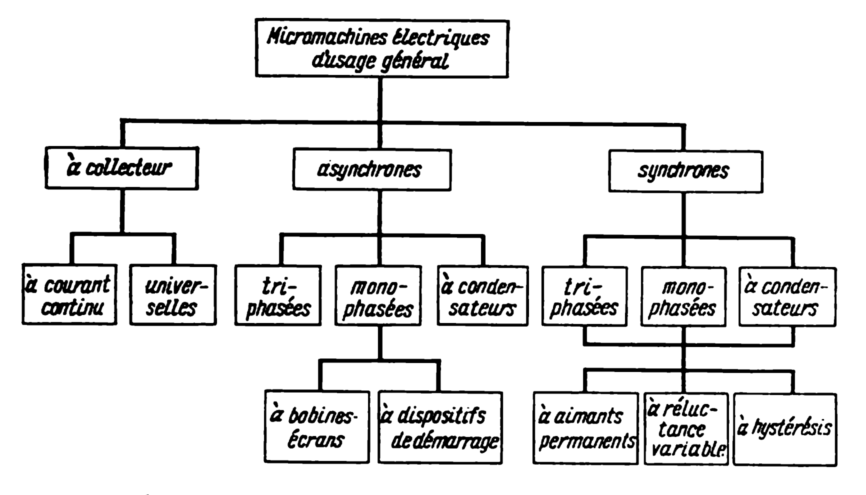


Fig. I.1. Classification des micromachines électriques d'usage général.

et synchrones appelés à assurer la commande individuelle ou par croupes de divers ensembles et mécanismes, des appareils d'usage culturel et domestique, etc.;

2) *micromachines électriques d'automatisme* (fig. I.2) qui, suivant leurs fonctions, peuvent être divisées en quatre sous-groupes:

a) micromachines de puissance transformant l'énergie électrique en énergie mécanique;

b) micromachines d'information qui transforment l'angle de rotation, la vitesse et l'accélération angulaires en signal électrique;

c) micromachines gyrométriques: éléments des dispositifs et appareils gyrométriques;

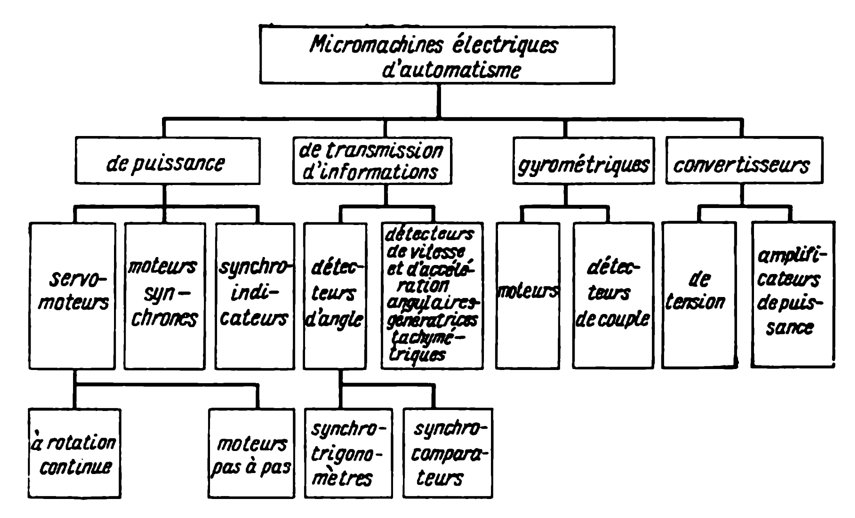


Fig. I.2. Classification des micromachines électriques d'automatisme.

d) convertisseurs de la valeur et de la nature de tension, convertisseurs de fréquence et amplificateurs de puissance.

Pour mieux comprendre le rôle des micromachines électriques dans les automatismes modernes examinons un système de régulation automatique.

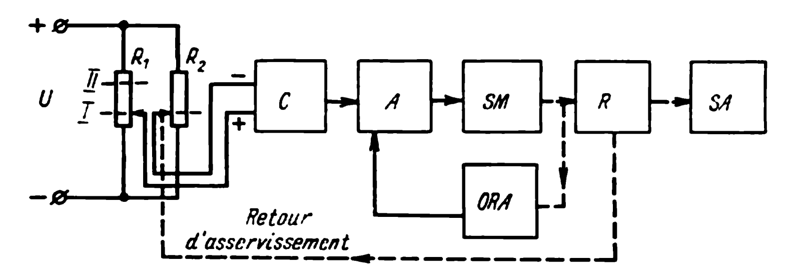


Fig. I.3. Schéma fonctionnel général d'un système asservi.

La figure I.3. représente le schéma fonctionnel simplifié d'un système asservi. L'élément pilote et l'organe comparateur sont les potentiomètres R_1 et R_2 montés en pont. Ces potentiomètres sont reliés à une source de tension continue U. Un signal prélevé aux curseurs des potentiomètres s'applique (si besoin) à un réseau cor-

recteur C, est amplifié par un amplificateur A, pour être envoyé ensuite vers un servo-moteur SM. Celui-ci, à l'aide d'un réducteur R, fait déplacer le système à asservir SA et simultanément le curseur du potentiomètre R_2. Supposons que les curseurs des potentiomètres R_1 et R_2 se trouvent au moment initial dans la position I. La différence de potentiel entre les curseurs est alors nulle et aucun signal ne passera donc dans le système. Ce dernier est à l'état de repos.

Amenons le curseur du potentiomètre R_1 dans la position II. Un signal se fait alors apparaître à l'entrée du réseau correcteur dont l'amplitude varie avec le déplacement du curseur (dans ce cas, elle est proportionnelle à la distance parcourue par les curseurs entre les positions I et II), alors que la polarité est fonction du sens de déplacement (dans ce cas, un « + » sera prélevé au potentiomètre R_1 et un « — » au potentiomètre R_2). Après correction et amplification appropriées, le signal met en rotation le servo-moteur qui fera déplacer le système à asservir SA et simultanément le curseur du potentiomètre R_2. Le déplacement sera poursuivi jusqu'à ce que le curseur du potentiomètre se mette dans la position II. Pour améliorer les caractéristiques dynamiques des systèmes asservis réels on y introduit un organe de retour d'asservissement ORA. C'est justement cet organe qui assure l'asservissement en retour du servo-moteur et de l'amplificateur.

En réalisant le montage d'un tel système fonctionnant en courant continu, on peut utiliser en tant qu'amplificateur une génératrice amplificatrice à courant continu, la fonction de servo-moteur étant remplie par un servo-moteur à courant continu, celle d'organe de retour d'asservissement, par une génératrice tachymétrique à courant continu. En courant alternatif, il est possible d'introduire, au lieu des potentiomètres, des synchro-machines ou des synchro-trigonomètres, la fonction de servo-moteur étant remplie par un servo-moteur asynchrone et celle d'organe de retour d'asservissement par une génératrice tachymétrique asynchrone.

§ I.2. PRINCIPALES NORMES TECHNICO-ÉCONOMIQUES IMPOSÉES AUX MICROMACHINES ÉLECTRIQUES

Les principales normes technico-économiques que doivent satisfaire les micromachines électriques peuvent être divisées en deux groupes:

Le *premier groupe* intéresse les normes d'ordre général imposées aux micromachines électriques indépendamment de leurs fonctions, leur principe de fonctionnement et leur conception. Pour les micromachines électriques d'usage général, ce sont entre autres:

a) hauts indices énergétiques: rendement et facteur de puissance;
b) longue durée de service;
c) prix modéré;
d) conception et technologie de fabrication simples;
e) adaptation à la réparation.

Pour les micromachines électriques d'automatisme ces facteurs n'étant pas de première importance, les exigences qu'on leur impose sont:

a) transformation précise de données initiales;

b) stabilité des caractéristiques de sortie;

c) grande rapidité de réponse;

d) excellente fiabilité.

On notera que, pour les micromachines d'information ou gyrométriques, les principales exigences portent sur la précision et la stabilité des caractéristiques. Les micromachines de puissance et les convertisseurs doivent présenter, outre leur précision et leur rapidité de réponse suffisantes, de bons indices énergétiques.

Le *second groupe* concerne les exigences imposées aux micromachines électriques en fonction de leur champ d'application et les conditions de fonctionnement:

a) pour les micromachines équipant les appareils de bord — cotes d'encombrement et poids minimaux correspondant à des caractéristiques de sortie données;

b) pour les véhicules de transport et les engins agricoles, tout comme pour les appareils de bord — résistance aux vibrations et chocs;

c) pour les micromachines installées dans les piles nucléaires, satellites et fonctionnant dans les conditions de climat tropical — adaptation au climat et résistance aux radiations;

d) pour les micromachines équipant les installations de puits et mines — propriétés antidéflagrantes;

e) pour les micromachines des matériels enregistreurs et reproducteurs du son — bas niveau de bruit;

f) pour les micromachines faisant corps avec les appareils électroniques et les postes radars — bas niveau de parasites gênant la réception radio;

g) pour les micromachines utilisées dans les équipements technologiques à vide — dégagements gazeux négligeables.

§ I.3. PROBLÈMES GÉNÉRAUX DE FIABILITÉ DES MICROMACHINES ÉLECTRIQUES

La f i a b i l i t é d'une micromachine électrique est son aptitude à fonctionner sans défaillance au cours d'un intervalle de temps donné et dans des conditions d'emploi déterminées.

La fiabilité est un des principaux indices économiques et techniques des micromachines électriques. La plus haute fiabilité doit être assurée aux micromachines fonctionnant dans des installations à emploi de courte durée ou non réutilisables, dont la durée de service ne dépasse pas quelques minutes, ou dans celles qui sont combinées avec des appareils de destination spéciale (matériels militaires, etc.).

En considérant les degrés de fiabilité des micromachines électriques à longue durée de service et en particulier des micromachines

d'usage courant, il faut faire entrer en ligne de compte les facteurs économiques. Le degré de fiabilité d'un produit est estimé comme optimal lorsque l'économie réalisée au cours de l'utilisation par suite de l'amélioration de fiabilité dépasse de loin les frais nécessités pour obtenir ce degré de fiabilité au stade de la fabrication.

L'estimation quantitative de la fiabilité des micromachines électriques se fait avec les méthodes de la théorie des probabilités et de la statistique mathématique.

Dans la théorie de la fiabilité tous les produits sont divisés en deux catégories: produits *récupérables* qui, en cas de panne, peuvent être réparés (remis en état) et produits *non récupérables* qui ne peuvent pas être remis en état. Dans ces conditions, on entend par panne un événement qui fait le produit perdre totalement ou en partie son aptitude à fonctionner (défaut mécanique ou électrique, écart des caractéristiques de sortie au-delà des marges tolérées, arrêt en vue d'une réparation, etc.). Bien qu'elles soient d'origine récupérable, les micromachines électriques, après une réparation éventuelle, peuvent se rapporter, en fonction de leur utilisation, à la première ou la seconde catégorie de produits.

Dans la théorie de la fiabilité toutes les pannes sont en règle générale considérées comme des événements aléatoires et tous les indices quantitatifs présentent, de ce fait, un caractère probabiliste. En procédant à l'analyse des micromachines électriques et particulièrement des machines non récupérables, il est plus aisé de se servir des indices ci-dessous.

La *probabilité de fonctionnement sans défaillance* $P(t)$, c'est-à-dire la probabilité pour que la durée de service d'une micromachine avant la panne soit supérieure ou égale à un intervalle de temps donné.

L'estimation statistique de la probabilité de fonctionnement sans défaillance (sous réserve que les micromachines en panne ne soient pas remises en état ni remplacées) s'effectue d'après la formule

$$P^*(t) = \frac{N_0 - n(t)}{N_0}, \qquad \text{(I.1)}$$

où N_0 est le nombre de micromachines au début de l'essai; $n(t)$, le nombre de micromachines tombées en panne pendant un temps t.

La probabilité de panne de la micromachine est:

$$Q(t) = 1 - P(t). \qquad \text{(I.2)}$$

Le *risque de panne* $\lambda(t)$, c'est-à-dire la probabilité de panne de la micromachine électrique par unité de temps, après un intervalle de temps donné, est égal au rapport de la densité de probabilité de pannes à la probabilité du fonctionnement sans défaillance:

$$\lambda(t) = \frac{\frac{d}{dt} Q(t)}{P(t)}. \qquad \text{(I.3)}$$

L'estimation statistique du risque de panne s'effectue suivant la formule

$$\lambda^* (t) = \frac{n(t)}{\Delta t N_{moy}}, \tag{I.4}$$

où $n(t)$ est le nombre de micromachines tombées en panne pendant un intervalle de temps Δt ; N_{moy}, le nombre moyen de micromachines marchant normalement au cours du même intervalle Δt.

Les études pratiques ont montré que la courbe représentative du risque de panne $\lambda(t)$ pour les micromachines électriques est de la forme (fig. I.4). Dans la portion comprise entre 0 et t_1, le risque de panne est relativement élevé, mais puis il décroît assez nettement. Cette portion correspond à la période de prérodage de la micromachine pendant laquelle les pannes dues aux défauts de fabrication se manifestent d'une façon très sensible. La portion t_1t_2 correspond à la période d'utilisation normale de la micromachine. Après un temps t_2 le risque de panne augmente rapidement à la suite de l'usure mécanique et électrique des organes de la micromachine.

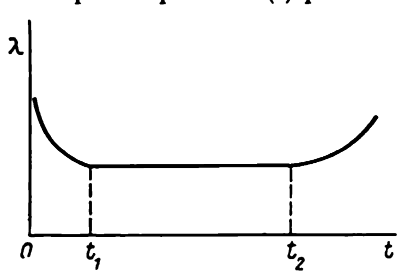


Fig. I.4. Courbe représentative du risque de pannes.

Ainsi, on peut adopter que, pendant la période de service normal de la micromachine électrique, le risque de panne est une valeur constante : λ = const. Dans ce cas, la probabilité du fonctionnement sans défaillance suit une loi exponentielle :

$$P(t) = e^{-\lambda t}. \tag{I.5}$$

La *durée moyenne de fonctionnement sans défaillance* t_{moy}, c'est-à-dire l'espérance mathématique de la durée de fonctionnement sans défaillance d'une micromachine électrique,

$$t_{moy} = \int_0^\infty P(t)\, dt \tag{I.6}$$

représente un intervalle de temps moyen compris entre sa mise en service et la première panne.

Si λ = const, la durée moyenne de fonctionnement sans défaillance

$$t_{moy} = 1/\lambda \tag{I.7}$$

caractérise la durée moyenne entre deux pannes successives.

L'estimation statistique de la durée moyenne de fonctionnement sans défaillance se réalise d'après la formule

$$t^*_{moy} = \frac{\sum_{i=1}^{N_0} t_i}{N_0}, \tag{I.8}$$

où t_i est la durée de fonctionnement sans défaillance du $i^{ième}$ échantillon.

De par leur fiabilité, les micromachines électriques peuvent céder le pas aux organes d'automatisme sans contact ni éléments mobiles.

Risque de panne horaire des organes des systèmes automatiques

Micromachines électriques	$(0{,}01$ à $8{,}0)\cdot 10^{-4}$
Transformateurs	$(0{,}0002$ à $0{,}64)\cdot 10^{-4}$
Résistances	$(0{,}0001$ à $0{,}15)\cdot 10^{-4}$
Dispositifs à semi-conducteurs	$(0{,}0012$ à $5{,}0)\cdot 10^{-4}$

La pratique montre que, dans la plupart des cas, les pannes proviennent de la détérioration des éléments essentiels des micromachines électriques ou des écarts de leurs caractéristiques.

Notons les pannes les plus courantes suivant les éléments essentiels des micromachines.

Contact glissant:

a) défaut mécanique des porte-balais

b) usure du collecteur ou des bagues due au mauvais calage des balais;

c) les balais ne portent pas sur le collecteur ou les bagues par suite de l'usure de l'axe du porte-balais ou de la diminution de sa pression sur le balai.

Paliers:

a) destruction de la cage de roulement;

b) coincement du palier dû à la perte par le lubrifiant de ses propriétés.

Enroulements:

a) rupture des spires ou coupure aux bornes par suite de brûlures pendant les surcharges, à cause de déformations dues aux variations de température ou sous l'action de l'électrocorrosion se déclarant particulièrement dans les conditions d'humidité élevée;

b) mise à la masse par défaut d'isolement et courts-circuits entre spires par suite de la dégradation de la rigidité diélectrique particulièrement sensible dans les conditions d'humidité élevée et en cas de service chargé dû aux contraintes thermiques.

Circuit magnétique:

a) variations des caractéristiques magnétiques dues aux chocs, vibrations et déformations;

b) variations des caractéristiques électromagnétiques par défaut d'isolement entre tôles, sous l'effet de l'électrocorrosion, etc.

L'état des paliers et des contacts glissants est fortement tributaire de la vitesse du rotor. Avec l'accroissement de la vitesse, leur usure et surtout celle des balais et du collecteur augmente, alors que la fiabilité de certains éléments et donc de la micromachine toute entière est affectée.

La figure I.5 montre la courbe représentative de la durée moyenne t_{moy} de fonctionnement sans défaillance de certains micromoteurs à collecteur à courant continu en fonction de la vitesse ω (trait

plein) à laquelle ils assuraient leur service (étaient essayés); on a pris comme unité la vitesse nominale et le temps correspondant à cette vitesse.

La valeur de la vitesse nominale du rotor influe donc sur la durée de service garantie par l'usine constructrice. Par exemple, la durée de service garantie des micromoteurs à collecteur à courant continu de la série ДПР est:

— de 2000 à 3000 heures à la vitesse nominale de 2500 tr/mn;

— de 200 à 600 heures à la vitesse nominale de 9000 tr/mn.

Aussi, pour améliorer la fiabilité des micromachines électriques, est-il important d'éliminer les contacts glissants, c'est-à-dire cher-

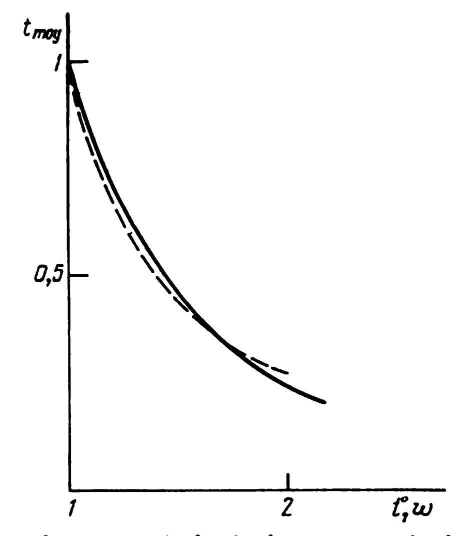


Fig. I.5. Courbe représentative de la durée moyenne du fonctionnement sans défaillance des micromoteurs à collecteur à courant continu en fonction de la température et de la vitesse.

chera-t-on à mettre au point les constructions sans contact. La durée de service garantie des micromoteurs sans contact de la série MБ aux vitesses nominales allant jusqu'à 12 500 tr/mn est d'environ 10 000 heures, tandis que celle des micromoteurs à collecteur à courant continu, marchant à des vitesses même inférieures, ne dépasse pas 3000 heures (séries ДПМ, ДПР, etc.).

La fiabilité de l'isolement des micromachines électriques dépend dans une grande mesure de la température et de l'humidité, de même que de l'échauffement des machines elles-mêmes. En cas d'élévation de l'humidité ambiante et de la température absolue des enroulements, la rigidité diélectrique décroît et le risque de pannes augmente à cause du mauvais isolement à la masse et des courts-circuits entre spires.

Les variations de température et d'humidité au-delà des limites fixées par les normes techniques (TУ) exercent une action pernicieuse

non seulement sur la fiabilité de l'isolation, mais également sur celle des autres éléments des micromachines électriques. Les expériences réalisées sur une série de micromachines électriques à courant continu et alternatif prouvent que les pannes provenant de l'humidité excessive, des écarts de température au-dessus ou au-dessous de la norme constituent environ 70 à 100% du total des pannes liées à la non-observation des normes d'utilisation des micromachines électriques.

La figure I.5 montre la courbe représentative de la durée moyenne t_{moy} de fonctionnement sans défaillance de certains micromoteurs à collecteur à courant continu en fonction de la température ambiante $t°$ (en pointillé) à laquelle ils étaient essayés (on a pris comme unité la température nominale et le temps correspondant à cette température). Ces facteurs influent de même sur la durée de service des micromachines électriques garantie par les producteurs. Par exemple, pour les servo-moteurs asynchrones de la série ДИД-А, la durée de service garantie est de 500 heures à la température ambiante jusqu'à 100 °C; mais elle augmente jusqu'à 1000 heures si la température ambiante ne dépasse pas 70 °C.

L'élévation de la température ambiante au-dessus des normes techniques conduit, outre l'augmentation de la probabilité de panne, à la dégradation des caractéristiques de sortie. Dans ces conditions, les micromachines du type informationnel accusent une augmentation des erreurs frappant les caractéristiques d'amplitude et de phase. Les micromachines du type de puissance ne peuvent pas développer la puissance prescrite à la température d'échauffement absolue, etc.

Ainsi, lors du choix des micromachines électriques appelées à fonctionner dans une telle ou telle installation il est à prêter une attention particulière aux résultats de l'analyse de leur régime thermique, tout en tenant compte des particularités propres aux conditions de fonctionnement.

1. Dans le cas de micromachines électriques du type fermé qui sont les plus répandues, la température d'échauffement excessif par rapport à celle du milieu ambiant dépend essentiellement de la valeur de pertes de puissance par unité de surface de la carcasse. Lorsque la micromachine est combinée avec un appareil ou une installation, sa carcasse peut être mécaniquement liée avec un panneau métallique ou tout autre élément et les conditions de transmission de la chaleur de la surface de micromachine peuvent alors varier dans de larges limites.

2. Les micromachines électriques peuvent être placées dans des appareils ou compartiments fermés, à côté d'autres éléments dégageant la chaleur. Dans ces conditions, une grande importance revêt le calcul judicieux de la température ambiante à laquelle est soumise la micromachine. Toute élévation de la température ambiante provoque une augmentation de la température absolue de la micromachine et nuit ainsi, comme il a été dit plus haut, à la fiabilité et à la précision de fonctionnement de la machine.

Tableau I.1

Type	λ, panne/h	t_{gar}, h
Micromoteurs à courant continu, à collecteur, magnéto-électriques, type ДПМ :		
2500 tr/mn	$(1,3-8)\cdot10^{-4}$	1000
9000 tr/mn	—	50 à 300
Micromoteurs à courant continu, à collecteur, magnéto-électriques à induit cylindrique amagnétique, type ДПР:		
2500 tr/mn	—	2000 à 3000
9000 tr/mn	—	200 à 600
Micromoteurs à courant continu, magnéto-électriques, à induit à disques, type ПЯ . . .	$0,1\cdot10^{-4}$	500
Micromoteurs à courant continu, sans contact, magnéto-électriques, type МБ	—	10 000
Servo-moteurs asynchrones à rotor cylindrique amagnétique :		
АДП	—	1500 à 2000
ЭМ-М	—	400
ДИД	$2,9\cdot10^{-4}$	500
Servo-moteurs asynchrones à rotor à cage d'écureuil, série ДКМ	—	1000
Micromoteurs asynchrones d'usage courant, type УАД	—	3000
Moteurs asynchrones de grande fiabilité, type АПН	$(0,2-0,4)\cdot10^{-4}$	5000
Micromoteurs asynchrones monophasés d'usage domestique :		
ДАО	$1,7\cdot10^{-4}$	—
КД-40	$1,35\cdot10^{-4}$	—
КД-3·5А (à paliers lisses)	$8,2\cdot10^{-4}$	—
Micromoteurs synchrones (à vitesse du rotor de 115 tr/mn) à réducteur incorporé 115/60 ou 115/2, type ДСР	$0,008\cdot10^{-4}$	10 000
Micromoteurs synchrones à pôles fendus (vitesse du rotor 3000 tr/mn) à réducteur incorporé 3000/60 ou 3000/2, type ДСД	$(1,7-2,6)\cdot10^{-4}$	—
Micromoteurs synchrones à aimants permanents, type ДС	—	3000
Micromoteurs synchrones à hystérésis, type Г	—	2000
Micromoteurs pas à pas synchrones à aimants permanents :		
ШД1	10^{-4}	—
ДШ	—	1000

Tableau I.1 (*suite*)

Type	λ, panne/h	t_{gar}, h
Moteurs pas à pas synchrones à réluctance variable, type ШД300	$0,75 \cdot 10^{-4}$	—
Synchro-machines annulaires sans contact à transformateur annulaire de transfert, type БД-160А ou БС-155А	$0,06 \cdot 10^{-4}$	5000

3. Les micromachines de puissance, les génératrices amplificatrices de puissance, les génératrices tachymétriques asynchrones, les micromoteurs d'usage courant sont eux-mêmes la source d'une forte dissipation de puissance thermique. Le calcul de leur régime thermique doit tenir compte des conditions d'utilisation normales de la machine: fonctionnement prolongé à vide ou à la charge nominale, régime de démarrage et d'inversion de marche fréquents (intermittent et de courte durée), etc. Dans les micromachines d'information du type synchro-trigonomètre ou génératrice tachymétrique à courant continu, les pertes de puissance propres sont, en règle générale, inférieures et leur régime thermique dépend essentiellement de la température ambiante.

Les vibrations, les chocs et la basse pression atmosphérique influent eux aussi sur la fiabilité des micromachines électriques.

Pour toutes les micromachines électriques l'amélioration de la fiabilité consiste:

a) à perfectionner la conception;

b) à améliorer la technologie de fabrication;

c) à augmenter la résistance à l'échauffement et à améliorer les caractéristiques mécaniques et électriques de l'isolation;

d) à observer strictement les conditions d'utilisation.

A la notion de fiabilité des micromachines électriques est liée celle de longévité. Cette dernière se caractérise par la durée de service depuis la mise en exploitation de ces machines jusqu'à leur vieillissement moral ou physique. En général, la longévité sert à caractériser les micromachines électriques d'usage courant et d'autres micromachines du type récupérable. La durée de service des micromachines électriques est fixée en tenant compte de leur destination et des conditions de leur fonctionnement, ainsi que des facteurs économiques surtout pour les micromachines d'usage courant.

D'après le critère économique on entend par la longévité optimale des micromachines électriques la durée de service telle que les frais de leur utilisation, au cours de toute la période d'exploitation, rapportés au temps de fonctionnement soient minimaux.

Le tableau I.1 donne les caractéristiques de fiabilité approximatives et les durées de service garanties par les entreprises t_{gar} de certains types de micromachines électriques.

CHAPITRE PREMIER

GÉNÉRATRICES AMPLIFICATRICES

§ 1.1. GÉNÉRALITÉS ET CLASSIFICATION

On appelle amplificateur le dispositif permettant à l'aide d'un signal de faible puissance (grandeur d'entrée) de commander une puissance relativement forte (grandeur de sortie). La grandeur de sortie est alors fonction du signal d'entrée et l'amplification se réalise avec de l'énergie fournie par une source extérieure.

Selon la nature de l'énergie à commander, on distingue les amplificateurs électriques, pneumatiques, hydrauliques et mécaniques.

Les amplificateurs électriques sont à leur tour classés en amplificateurs *électroniques*, *à thyratron*, *à transistors*, *magnétiques*, *à ferro-électrique*, et *amplificateurs tournants* ou *génératrices amplificatrices*. Les cinq premiers sont des amplificateurs statiques alors que les génératrices amplificatrices sont des amplificateurs à induit tournant (à rotor).

Dans les génératrices amplificatrices, la puissance électrique de sortie (puissance commandée) est fournie par la puissance mécanique du moteur de commande.

Les génératrices amplificatrices (GA) sont des machines à collecteur à courant continu.

Selon le mode d'excitation des génératrices amplificatrices, on distingue les *rototrols* et les *amplidynes*.

Aux *rototrols*, dans lesquels le flux d'excitation principal est dirigé suivant l'axe longitudinal de la machine, appartiennent les génératrices amplificatrices suivantes:

1) GA à excitation indépendante;
2) GA à auto-excitation;
3) GA à double génératrice;
4) GA à double collecteur;
5) rototrols à deux et trois étages.

Les *amplidynes*, dans lesquelles le flux d'excitation principal est dirigé suivant l'axe transversal de la machine, sont classées comme suit:

1) GA à rotor bobiné avec un pas diamétral;

2) GA à rotor bobiné avec un pas mi-diamétral;

3) GA à circuit magnétique séparé.

Moins grande est la puissance de commande de la génératrice amplificatrice, moins faibles seront le poids et l'encombrement des appareils de commande. Aussi, le gain tiré de la génératrice amplificatrice est-il la principale caractéristique de celle-ci. On distingue le gain en puissance, le gain en courant et le gain en tension.

Le *gain en puissance* k_P est le rapport de la puissance de sortie à la puissance de commande:

$$k_P = P_s/P_{com}.$$

Le *gain en courant* k_I est le rapport du courant à la sortie au courant de commande:

$$k_I = I_s/I_{com}.$$

Le *gain en tension* k_U est le rapport de la tension aux bornes de sortie à la tension de commande:

$$k_U = U_s/U_{com}.$$

D'où vient que

$$k_I k_U = k_P.$$

Les génératrices amplificatrices peuvent avoir un gain en puissance suffisamment élevé (10^3 à 10^5).

La rapidité de réponse de la GA caractérisée par les constantes de temps de ses circuits est un facteur non moins important.

La constante de temps se détermine par la valeur de l'énergie du champ magnétique qui varie lors de la régulation. Pour un circuit électrique, la constante de temps est

$$T = \frac{L}{R},$$

où L est l'inductance du circuit, R, la résistance ohmique.

Pour les GA, la constante de temps $T = 0{,}02$ à $0{,}2$ s.

On tend à tirer des GA un gain en puissance élevé et une grande rapidité de réponse, c'est-à-dire à rendre les constantes de temps aussi faibles que possible. Pour mieux comparer divers amplificateurs et en partant du fait que la constante de temps des GA est proportionnelle à leur gain en puissance, on introduit le coefficient de surtension Q égal au rapport du gain en puissance à la somme des constantes de temps des étages amplificateurs:

$$Q = k_P/\Sigma T.$$

On exige des GA intégrées dans des systèmes de régulation automatique que leurs caractéristiques de sortie soient linéaires, donc fonction des caractéristiques d'entrée. Cette exigence étant remplie, la GA maintient constante la valeur du gain d'amplification indépendamment de la variation du signal de commande.

Dans les systèmes de régulation automatique, les GA sont utilisées en amplificateurs de puissance fonctionnant principalement en régimes transitoires quand apparaissent des surintensités importantes. Aussi, doivent-elles avoir entre autres caractéristiques une bonne capacité de surcharge.

Les exigences les plus importantes auxquelles doivent nécessairement satisfaire les GA sont leur fiabilité et la stabilité de leurs caractéristiques.

Les exigences imposées aux GA en tenant compte des conditions d'emploi sont exposées au § I.2.

Pour de petites puissances, on utilise couramment les amplidynes et dans certains systèmes spéciaux les rototrols à auto-excitation.

La conception et le schéma électrique des génératrices amplificatrices à excitation indépendante sont identiques à ceux d'une dynamo à excitation indépendante. Les GA à excitation indépendante ont un gain relativement faible d'où leur champ d'application assez restreint.Toutefois,dans les systèmes génératrice—moteur qui demandent du moteur la variation de vitesse dans une plage étendue, la dynamo fonctionne en génératrice amplificatrice à excitation indépendante. Dans la gamme de puissances faibles, les rototrols à plusieurs étages ne sont pratiquement pas utilisés.

§ 1.2. GÉNÉRATRICES AMPLIFICATRICES À AUTO-EXCITATION

En vue d'accroître le gain en puissance d'une GA on a élaboré des génératrices amplificatrices à auto-excitation. De par sa conception, la GA à auto-excitation (GAAE) est analogue à la GA à excitation indépendante, sauf une seule différence qui consiste en ce que sur les pôles d'excitation de celle-ci sont montés coaxialement des enroulements de commande et un enroulement d'auto-excitation couplé en dérivation (fig. 1.1, *a*) ou en série (fig. 1.1, *b*) sur l'enroulement de l'induit.

Pour simplifier l'exposé, examinons le principe de fonctionnement de la GAAE sur l'exemple d'une dynamo à excitation shunt. Sur la figure 1.2, *a* sont représentées les caractéristiques à vide de la dynamo $E = f(I_{exc})$, i.e. la courbe de la F.E.M. E en fonction du courant d'excitation I_{exc} et les caractéristiques tension-courant $I_{exc}R_{exc} = f(I_{exc})$ du circuit d'excitation *1* et *2* qui déterminent la chute de tension dans la résistance R_{exc} aux bornes de ce circuit.

Désignons par α_3 l'angle de pente de la partie rectiligne de la caractéristique à vide, par α_1 et α_2 les angles de pente des caractéristiques tension-courant du circuit d'excitation.

L'angle de pente de la caractéristique tension-courant du circuit d'excitation est fonction de la valeur de la résistance aux bornes du circuit d'excitation, car

$$\operatorname{tg}\alpha = \frac{I_{exc}R_{exc}}{I_{exc}} = R_{exc}. \qquad (1.1)$$

Les caractéristiques de la fig. 1.2, *a* montrent que si $\alpha_1 > \alpha_3$ la machine ne s'amorcera pas car, conformément à ses caractéristiques pour une valeur déterminée de la F.M.M., par exemple F_1, la dynamo produit une F.E.M. E_1, alors que pour générer une telle F.M.M. on devrait appliquer aux bornes de l'enroulement d'excitation une tension $U_1 > E_1$. Lorsque $\alpha_2 < \alpha_3$ la machine s'amorcera jusqu'à un point C. L'angle de pente de la partie initiale de la caractéristique à vide α_3 s'appelle angle critique α_{cr}. On peut donc représenter la condition d'auto-excitation par l'intermédiaire des angles:

$$\alpha \leqslant \alpha_{cr}. \qquad (1.2)$$

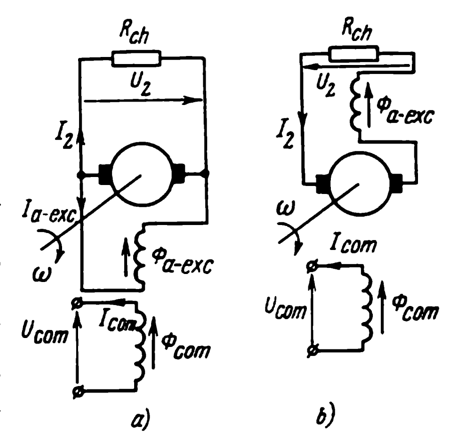


Fig. 1.1. Schémas de montage d'une GA à auto-excitation.

La résistance du circuit de l'enroulement d'auto-excitation de la GA est choisie de façon qu'en l'absence de signal aux bornes de l'enroulement de commande la GA ne s'amorce pas, i.e. $\alpha > \alpha_{cr}$ (la droite *1* sur la fig. 1.2, *b*). Si l'on applique à l'enroulement de commande à w_{com} spires un signal qui induit une F.M.M. $F_{com} = I_{com}w_{com}$, la caractéristique tension-courant se déplacera parallèlement à la droite *1* pour se confondre avec la droite *2* alors que

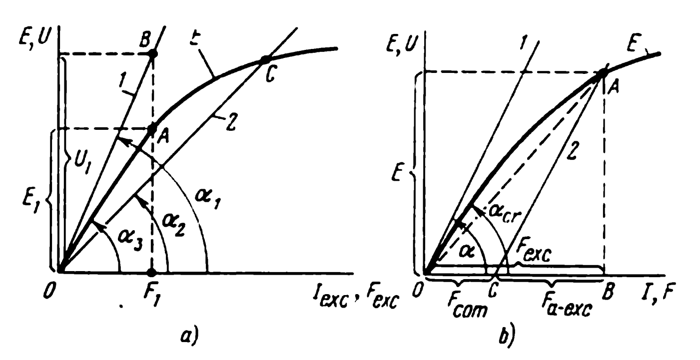


Fig. 1.2. Courbes caractéristiques:
a — d'une dynamo à auto-excitation; *b* — d'une GA à auto-excitation.

la GA s'amorcera jusqu'à un point A et l'enroulement du rotor sera le siège d'une F.E.M. E. On remarque aussitôt que la F.E.M. E est induite par un flux magnétique dont la valeur est déterminée par la F.M.M. d'excitation résultante:

$$F_{exc} = F_{com} + F_{a.exc}, \qquad (1.3)$$

où $F_{a.exc} = I_{a.exc} w_{a.exc}$ est la F.M.M. de l'enroulement d'auto-excitation, $w_{a.exc}$ le nombre de spires de cet enroulement.

Remplaçons le segment de la courbe OA (fig. 1.2, *b*) par une droite ($\angle AOB \approx \alpha_{cr}$) et examinons les triangles OAB et CAB: pour le triangle OAB on a

$$E = F_{exc} \operatorname{tg} \alpha_{cr}, \tag{1.4a}$$

pour le triangle CAB on a

$$E = F_{a.exc} \operatorname{tg} \alpha. \tag{1.4b}$$

En résolvant (1.3), (1.4a) et (1.4b) on obtient la valeur du gain dû à la F.M.M.:

$$k_F = \frac{F_{exc}}{F_{com}} = \frac{1}{1 - \frac{\operatorname{tg} \alpha_{cr}}{\operatorname{tg} \alpha}}. \tag{1.5}$$

Avec l'accroissement de la F.M.M. dans la GAAE, le gain en puissance k_P augmente par rapport à celui d'une GA à excitation indépendante. A égalité des densités de courant et à la valeur moyenne d'une spire des enroulements de commande, les puissances de commande des deux génératrices amplificatrices sont liées par la relation

$$\frac{P_{com.\,ind}}{P_{com}} = \frac{F_{com.\,ind}}{F_{com}},$$

où P_{com}, F_{com} sont la puissance de commande et la F.M.M. de commande de la GAAE; $P_{com.ind}$, $F_{com.ind}$ la puissance de commande et la F.M.M. de commande de la GA à excitation indépendante.

Pour obtenir une même puissance de sortie des deux GA il faut réaliser la condition $F_{com.ind} = F_{exc}$, où F_{exc} est déterminée suivant (1.3). Compte tenu de (1.5) on obtient alors

$$\frac{k_{P\,ind}}{k_P} = \frac{P_{com}}{P_{com.\,ind}} = \frac{F_{com}}{F_{com.\,ind}} = \frac{1}{k_F},$$

ou

$$k_P = k_F k_{P\,ind}, \tag{1.6}$$

où $k_{P\,ind}$ est le gain en puissance de la GA à excitation indépendante.

Des équations (1.5) et (1.6) il s'ensuit que plus proche de α_{cr} est l'angle de pente de la caractéristique tension-courant de l'enroulement d'auto-excitation, plus grand est le gain en puissance de la GA. Dans le cas critique, lorsque $\alpha = \alpha_{cr}$, le gain $k_P = \infty$.

Si $\alpha < \alpha_{cr}$ le fonctionnement de la GAAE devient désordonné vu l'amorçage spontané en l'absence de signal aux bornes de l'enroulement de commande. Du fait que le circuit magnétique de la GA possède un magnétisme rémanent on ne saurait choisir la valeur de α suffisamment proche de α_{cr} par crainte de l'amorçage spontané. Aussi, pour les GA réelles choisit-on l'angle de pente de la caracté-

ristique tension-courant de 3 à 5 % plus grand que l'angle de pente critique de la caractéristique $E = f(F)$.

Dans ces conditions, le gain en puissance de la GAAE est de l'ordre de 1500 à 2000.

En vue de déterminer les caractéristiques dynamiques de la GA à auto-excitation (shunt) examinons le processus de l'auto-excitation de la machine au régime de marche à vide.

Supposons que la caractéristique de magnétisation soit rectiligne (la droite OA de la fig. 1.2, b), la vitesse de rotation de la génératrice constante, les courants de Foucault insignifiants, l'inductance et la résistance aux bornes de l'enroulement du rotor nettement inférieures à celles de l'enroulement d'auto-excitation.

Soit U_{com} la tension appliquée aux bornes de l'enroulement de commande (fig. 1.1, a). Alors, les équations d'équilibre des F.E.M. de la GAAE prendront la forme:

pour l'enroulement de commande

$$U_{com} = i_{com} R_{com} + L_{com} \frac{di_{com}}{dt} + M \frac{di_{a.\,exc}}{dt}, \qquad (1.7)$$

où i_{com}, $i_{a.exc}$ sont les courants qui parcourent les enroulements de commande et d'auto-excitation; L_{com}, R_{com} l'inductance et la résistance ohmique aux bornes de l'enroulement de commande; M l'inductance mutuelle entre les enroulements de commande et d'auto-excitation.

Pour le circuit d'auto-excitation on a

$$e_r = i_{a.\,exc} R_{a.\,exc} + L_{a.\,exc} \cdot \frac{di_{a.\,exc}}{dt} + M \frac{di_{com}}{dt}, \qquad (1.8)$$

où e_r est la F.E.M. du rotor; $L_{a.exc}$, $R_{a.exc}$ l'inductance et la résistance ohmique aux bornes de l'enroulement d'auto-excitation.

La valeur de la F.E.M. du rotor peut être déterminée à l'aide du triangle AOB (fig. 1.2, b):

$$e_r = i_{exc} \operatorname{tg} \alpha_{cr} = (i'_{com} + i_{a.\,exc}) R_{cr}, \qquad (1.9)$$

où $i_{exc} = i'_{com} + i_{a.exc}$ est le courant d'excitation équivalent correspondant à la F.M.M. F_{exc}; $i_{com} = k_{tr} i_{com}$ le courant de commande ramené au nombre de spires de l'enroulement d'auto-excitation; $k_{tr} = w_{com}/w_{a.exc}$ le rapport de transformation entre les enroulements; $R_{cr} = \operatorname{tg} \alpha_{cr} = E_r/I_{exc}$ la résistance critique du circuit d'excitation.

Supposons qu'entre les enroulements de commande et d'auto-excitation soit établie une liaison magnétique totale

$$M = \sqrt{L_{com} L_{a.\,exc}}. \qquad (1.10)$$

On peut donc écrire

$$L_{com} = k_{tr}^2 L_{a.\,exc}; \quad M = L_{a.\,exc} k_{tr}; \quad L_{com} = k_{tr} M. \qquad (1.11)$$

Mettons les équations d'équilibre des F.E.M. (1.7) et (1.8) sous forme opératorielle. Pour ce faire, transformons d'abord les membres de ces équations compte tenu de (1.9)-(1.11):

$$\left.\begin{aligned} L_{\text{com}} p i_{\text{com}} + M p i_{\text{a. exc}} &= k_{\text{tr}} M p i_{\text{com}} + M p i_{\text{a. exc}} = \\ &= M p (i_{\text{com}} + i_{\text{a. exc}}) = \frac{M}{R_{\text{cr}}} p e_{\text{r}}; \\ L_{\text{a. exc}} p i_{\text{a. exc}} + M p i_{\text{com}} &= L_{\text{a. exc}} p i_{\text{a. exc}} + k_{\text{tr}} L_{\text{a. exc}} p i_{\text{com}} = \\ &= L_{\text{a. exc}} p (i_{\text{a. exc}} + i'_{\text{com}}) = \frac{L_{\text{a. exc}}}{R_{\text{cr}}} p e_{\text{r}}, \end{aligned}\right\} \quad (1.12)$$

où $p = d/dt$ est l'opérateur.

Les équations d'équilibre des F.E.M. prennent alors la forme

$$R_{\text{com}} i_{\text{com}} + \frac{M}{R_{\text{cr}}} p e_{\text{r}} = U_{\text{com}}, \quad (1.13)$$

$$R_{\text{a. exc}} i_{\text{a. exc}} + \frac{L_{\text{a. exc}}}{R_{\text{cr}}} p e_{\text{r}} - e_{\text{r}} = 0. \quad (1.14)$$

En résolvant le système d'équations (1.13), (1.14) compte tenu de (1.5) et (1.9) on obtient l'équation différentielle de la F.E.M. du

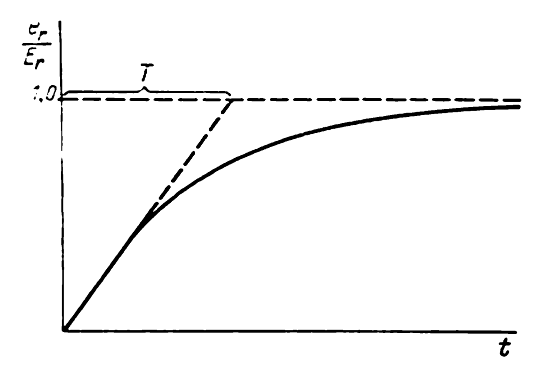


Fig. 1.3. Caractéristique transitoire d'une GA à auto-excitation: trait plein — courbe de croissance de la F.E.M.; en pointillé — tangente à la courbe de croissance de la F.E.M. à l'origine des coordonnées.

rotor $\left[\text{dans l'expression (1.5) } \frac{\text{tg}\, \alpha_{\text{cr}}}{\text{tg}\, \alpha} = \frac{R_{\text{cr}}}{R_{\text{a.exc}}}\right]$

$$e_{\text{r}} + k_F (T_{\text{com}} + T_{\text{a. exc}}) p e_{\text{r}} = k_F \frac{k_{\text{tr}} R_{\text{cr}}}{R_{\text{com}}} U_{\text{com}}, \quad (1.15)$$

où $T_{\text{com}} = L_{\text{com}}/R_{\text{com}}$ et $T_{\text{a.exc}} = L_{\text{a.exc}}/R_{\text{a.exc}}$ sont les constantes de temps électromagnétiques des circuits de commande et d'auto-excitation.

Si l'on prend en considération qu'au moment initial ($t = 0$) la F.E.M. du rotor est nulle elle aussi, l'équation (1.15) prendra la

forme

$$e_r = k_F \frac{k_{tr} R_{cr}}{R_{com}} U_{com} \left(1 - e^{-\frac{t}{k_F (T_{com} + T_{a.exc})}}\right). \qquad (1.16)$$

De l'équation (1.16) il résulte que si l'on applique la tension de commande U_{com} aux bornes de l'enroulement de commande de la GAAE, le processus de croissance de la F.E.M. suivra une loi exponentielle (trait continu sur la fig. 1.3) avec la constante de temps équivalente

$$T = k_F (T_{com} + T_{a.exc}). \qquad (1.17)$$

La comparaison des expressions (1.6) et (1.17) montre que l'accroissement du gain k_P au prix de l'augmentation de k_F provoque une réduction simultanée de la rapidité de réponse de la GAAE. Etant donné que pour les GA $k_F \gg 1$, la constante de temps équivalente T est nettement supérieure à la somme des constantes de temps des enroulements d'auto-excitation et de commande. Aussi, n'utilise-t-on les GAAE que lorsqu'on n'a pas besoin de grande rapidité de réponse.

On détermine la valeur constante de la F.E.M. de la GA en tenant compte de (1.16)

$$E_r = k_F \frac{k_{tr} R_{cr}}{R_{com}} U_{com}. \qquad (1.18)$$

Le gain en tension de la GA se détermine à partir de (1.18)

$$k_U = \frac{E_r}{U_{com}} = k_F \frac{k_{tr} R_{cr}}{R_{com}}. \qquad (1.19)$$

Compte tenu de (1.17) à (1.19) l'équation (1.15) se met sous la forme

$$e_r + T p e_r = k_U U_{com}. \qquad (1.20)$$

Il en résulte que la GAAE représente un système apériodique avec la fonction de transfert

$$W(p) = \frac{e_r}{U_{com}} = \frac{k_U}{Tp + 1}. \qquad (1.21)$$

§ 1.3. AMPLIDYNE. CONCEPTION ET PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

Le présent paragraphe porte sur l'étude des GA à flux croisés ou amplidynes à rotor bobiné avec un pas diamétral. Contrairement aux GA à excitation indépendante et aux GAAE dans lesquelles le flux d'excitation principal est un flux magnétique longitudinal dirigé le long des pôles d'excitation, dans les amplidynes le flux d'excitation principal est un flux transversal dû à la réaction d'induit.

La fig. 1.4, *a* montre le schéma de montage d'une amplidyne. De par sa conception, elle rappelle une dynamo mais possède en plus un jeu de balais court-circuités montés sur l'axe transversal de la machine *qq*. Le stator de l'amplidyne est muni d'une série d'enrou-

lements. Les enroulements de commande E_{com} (en règle générale deux ou quatre) sont bobinés suivant l'axe longitudinal des pôles *dd*. Un enroulement de compensation E_{comp} est monté coaxialement aux enroulements de commande. Pour pouvoir régler le taux de compensation de l'amplidyne on met en jeu une résistance de réglage R_{sh} shuntant l'enroulement E_{comp}.

Afin d'améliorer la commutation, dans le même circuit est intercalé un enroulement de pôles auxiliaires ou pôles de commutation

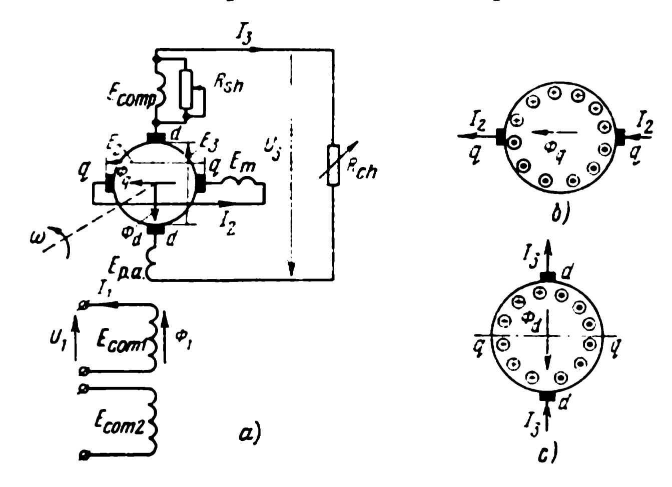


Fig. 1.4. Schéma de montage d'une amplidyne.

E_{pa}. Parfois, à ces mêmes fins, on branche dans le circuit transversal, en série avec le rotor, un enroulement de magnétisation transversal à faible résistance E_m.

Examinons le principe de fonctionnement d'une amplidyne. Prenons la vitesse du moteur de commande égale à la vitesse nominale, c'est-à-dire $\omega = \omega_n$ et supposons qu'aux bornes de l'un des enroulements de commande soit appliquée une tension continue U_1. Dans ces conditions, sous l'action d'un faible flux magnétique d'excitation Φ_1 (le flux étant faible car pour un gain élevé l'entrée de l'amplidyne est attaquée par un signal de faible puissance) dans le circuit transversal du rotor *qq* apparaît une F.E.M. $E_2 = k_m \omega\Phi_1$ qui est aussi relativement faible (k_m est la constante géométrique). Le circuit transversal du rotor est parcouru par un courant I_2 assez important, ce circuit offrant une résistance faible.

La fig. 1.4, *b* montre le sens du courant I_2 dans les conducteurs du rotor qui engendre un flux transversal dû à la réaction d'induit Φ_q. Sous l'action de ce flux, dans le circuit longitudinal du rotor *dd* apparaît une F.E.M. $E_3 = k_m \omega\Phi_q$ prélevée par les balais longitudinaux et provoquant l'apparition du courant I_3 et une chute de tension U_3 dans la résistance R_{ch}.

La fig. 1.4, *c* montre le sens du courant I_3 qui parcourt les conducteurs du rotor et qui produit un flux longitudinal dû à la réaction d'induit Φ_d s'opposant à celui de commande Φ_1. Si l'on ne prend pas des mesures qui s'imposent le flux important Φ_d fera démagnétiser l'amplidyne et aucune amplification ne se produira. Pour compenser (équilibrer) le flux longitudinal dû à la réaction d'induit, le stator est muni, comme il a été mentionné plus haut, de l'enroulement de compensation E_{comp}.

Le flux longitudinal dû à la réaction d'induit Φ_d est proportionnel à la F.M.M.

$$F_d = I_3 w_r, \tag{1.22}$$

où w_r est le nombre de spires dans la section parallèle de l'enroulement du rotor.

De (1.22) il résulte que la F.M.M. longitudinale F_d et, par conséquent, le flux magnétique Φ_d qui lui est proportionnel varient avec le courant I_3, c'est-à-dire sont fonction de la valeur de la résistance de charge R_{ch}. Un bon effet compensateur de l'enroulement E_{comp} s'obtient dans le cas où la F.M.M. de cet enroulement F_{comp} dépend elle aussi du courant I_3. C'est pour cette raison que l'enroulement E_{comp} est intercalé dans le circuit longitudinal de la machine en série avec l'enroulement du rotor. Dans ce cas, la F.M.M. produite dans l'enroulement de compensation est

$$F_{\text{comp}} = I_3 w_{\text{comp}}, \qquad (1.23$$

où w_{comp} est le nombre de spires de l'enroulement de compensation.

Le degré de compensation de l'amplidyne se caractérise par le taux de compensation

$$k = F_{\text{comp}}/F_d. \tag{1.24}$$

On distingue trois cas possibles de la marche de l'amplidyne:

1) lorsque $k = 1$, la machine est compensée, c'est-à-dire la F.M.M. due à la réaction d'induit longitudinale est égale à la F.M.M. produite dans l'enroulement de compensation;

2) lorsque $k < 1$, la machine est sous-compensée, c'est-à-dire la F.M.M. due à la réaction d'induit longitudinale est plus grande que la F.M.M. produite dans l'enroulement de compensation;

3) lorsque $k > 1$, la machine est surcompensée, c'est-à-dire la F.M.M. due à la réaction d'induit longitudinale est plus petite que la F.M.M. produite dans l'enroulement de compensation.

En règle générale, on fabrique des amplidynes légèrement surcompensées: la F.M.M. de l'enroulement de compensation est d'environ 5 % supérieure à la F.M.M. due à la réaction d'induit longitudinale, c'est-à-dire $k = 1{,}05$.

Le réglage du degré de compensation se fait, comme on l'a dit plus haut, à l'aide de la résistance de shuntage R_{sh}. En tenant compte de la R_{sh} la F.M.M. dans l'enroulement de compensation

se détermine comme suit:

$$F_{\text{comp}} = I_3 w_{\text{comp}} \frac{R_{\text{sh}}}{R_{\text{comp}} + R_{\text{sh}}}. \tag{1.25}$$

En vue d'améliorer la commutation dans le circuit longitudinal du rotor on utilise des pôles auxiliaires montés sur le stator suivant l'axe *dd*. Pour améliorer la commutation dans le circuit transversal du rotor on fait décroître le courant I_2 et, pour ne pas diminuer en même temps le flux magnétique dirigé suivant l'axe transversal,

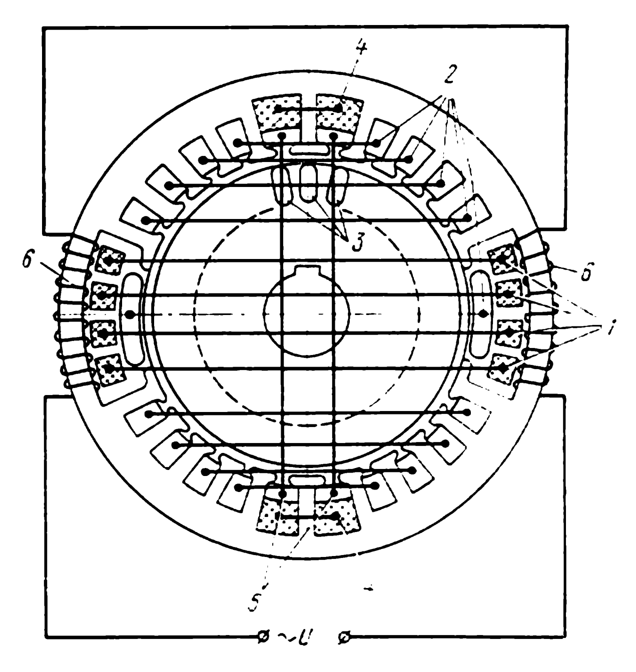


Fig. 1.5. Réalisation des bobinages du stator et du rotor d'une amplidyne.

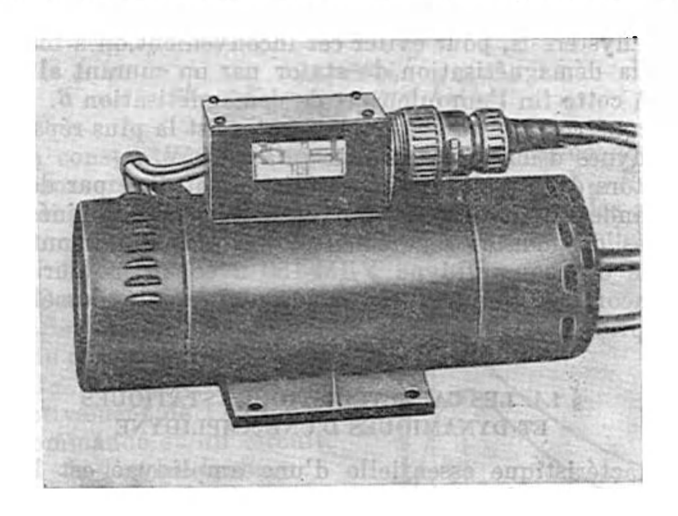
le stator est bobiné avec un enroulement transversal de magnétisation E_{m} (fig. 1.4, *a*). Cet enroulement produit un flux Φ_{m} de même sens que le flux dû à la réaction d'induit transversale.

Ainsi, l'enroulement de magnétisation E_{m} étant branché dans le circuit des balais transversaux, le flux magnétique suivant l'axe transversal devient

$$\Phi_q = \Phi_q + \Phi_{\text{m}}.$$

Sur la fig. 1.5 sont montrés les tôles du stator et du rotor et le schéma de bobinage des enroulements d'une amplidyne à deux pôles. Les enroulements de commande *1* du type concentré et groupés en quatre bobines sont logés dans les grandes encoches du stator disposées suivant l'axe transversal de la machine.

Dans une partie de la grande encoche transversale et les petites encoches du stator est logé l'enroulement de compensation réparti *2*. Une telle disposition de l'enroulement de compensation assure de



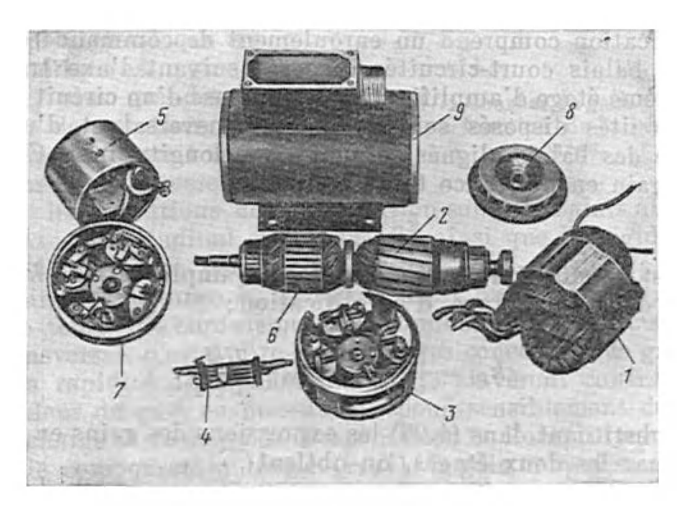


Fig. 1.6. Amplidyne УДМ-150:

1 — stator de l'amplidyne; *2* — rotor de l'amplidyne; *3* — ensemble de balais de l'amplidyne; *4* — résistance shunt de l'enroulement de compensation; *5* — stator du moteur de commande; *6* — rotor du moteur de commande; *7* — ensemble de balais du moteur; *8* — ventilateur; *9* — carcasse.

bonnes conditions de compensation car l'enroulement du rotor *3* dont le flux est compensé par l'enroulement de compensation est lui aussi du type réparti. Les encoches neutres disposées suivant l'axe longitudinal de la machine sont réservées à l'enroulement concentré

des pôles auxiliaires *4* et à l'enroulement de magnétisation transversal *5*. A l'arrière de la grande encoche se trouve l'enroulement de démagnétisation *6*.

Du fait que les amplidynes possèdent une tension rémanente due à l'effet d'hystérésis, pour éviter cet inconvénient,on a bien souvent recours à la démagnétisation du stator par un courant alternatif en utilisant à cette fin l'enroulement de démagnétisation *6*.

Cette construction du stator et du rotor est la plus répandue pour les amplidynes d'une puissance jusqu'à 20 kW.

Les rotors des amplidynes sont mis en rotation par des moteurs de commande à courant continu et alternatif combinés avec les amplidynes ou montés séparément. La fig. 1.6, *a* montre la vue d'ensemble d'une amplidyne УДМ-150 avec un moteur à courant continu incorporé. Sur la fig. 1.6, *b* sont présentés les éléments de cette amplidyne.

§ 1.4. LES CARACTÉRISTIQUES STATIQUES ET DYNAMIQUES D'UNE AMPLIDYNE

La caractéristique essentielle d'une amplidyne est le gain en puissance. Un grand gain en puissance s'obtient grâce au fait que l'amplidyne est un amplificateur à deux étages. Le premier étage d'amplification comprend un enroulement de commande et un circuit des balais court-circuités disposés suivant l'axe transversal. Le deuxième étage d'amplification se compose d'un circuit des balais court-circuités disposés suivant l'axe transversal et d'un circuit de sortie des balais alignés suivant l'axe longitudinal. C'est pourquoi le gain en puissance total

$$k_P = k_{P1}k_{P2}, \tag{1.26}$$

où k_{P1} est le gain tiré du premier étage d'amplification; k_{P2} le gain tiré du deuxième étage d'amplification;
avec

$$k_{P1}=\frac{U_2I_2}{U_1I_1}; \quad k_{P2}=\frac{U_3I_3}{U_2I_2}. \tag{1.27}$$

En substituant dans (1.26) les expressions des gains en puissance fournis par les deux étages, on obtient

$$k_P=\frac{U_3I_3}{U_1I_1}=\frac{I_3^2R_{ch}}{I_1^2R_1}, \tag{1.28}$$

où R_1 est la résistance aux bornes de l'enroulement de commande.

Le gain en puissance de chaque étage peut être exprimé à l'aide des paramètres principaux de la machine et des charges. Les intensités qui parcourent les circuits de l'induit suivant les axes longitudinal et transversal s'expriment alors, d'après la loi d'Ohm, par la F.E.M. créée dans l'induit et les résistances; la F.E.M. de l'induit est exprimée par la vitesse de rotation et le flux magnétique, et ce

dernier, par le courant et l'inductance des enroulements qui produisent ce flux.

La compensation de l'amplidyne étant totale ($k = 1$), après la transformation ci-dessus, la formule du gain en puissance résultant prend la forme

$$k_P = c\frac{\Lambda_d \Lambda_q \omega^4 R_{ch}}{R_2 (R_3 + R_{ch})^2} T_1 T_2, \quad (1.29)$$

où c est la constante géométrique; Λ_q, Λ_d les perméances suivant les axes transversal et longitudinal de la machine; R_2, R_3 les résistances ohmiques des circuits de l'amplidyne suivant les axes transversal et longitudinal respectivement; ω la vitesse angulaire de l'induit; $T_1 = L_1/R_1$ la constante de temps de l'enroulement de commande; $T_2 = L_2/R_2$ la constante de temps du circuit suivant l'axe transversal; L_1, L_2 les inductances respectivement de l'enroulement de commande et du circuit transversal de l'amplidyne.

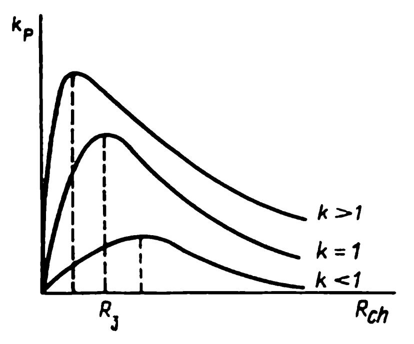


Fig. 1.7. Courbes de gain d'une amplidyne en fonction de la résistance de charge.

Il en résulte que le gain en puissance de l'amplidyne est d'autant plus grand que son circuit magnétique est moins saturé (Λ_d et Λ_q plus grandes) et que la vitesse de rotation est plus élevée. On ne saurait accroître excessivement la vitesse de rotation, car les conditions de commutation sous les balais alignés suivant les axes longitudinal et transversal ainsi que la rigidité mécanique de l'amplidyne peuvent en souffrir.

Le gain en puissance k_P est directement proportionnel aux constantes de temps des enroulements de commande et du circuit suivant l'axe transversal, c'est-à-dire les exigences concernant le gain maximal et la rapidité de réponse maximale s'avèrent contradictoires.

La valeur du gain en puissance dépend sensiblement de la résistance de charge et du degré de compensation de l'amplidyne (fig. 1.7). En cas de compensation totale ($k=1$), le gain en puissance atteint sa valeur maximale à condition que $R_3 = R_{ch}$, c'est-à-dire la condition générale de fonctionnement d'une génératrice alimentant une charge passive. En cas de surcompensation ($k > 1$), sous l'action magnétisante de la F.M.M. différentielle créée dans l'enroulement de compensation et le circuit de l'induit suivant l'axe longitudinal, le gain en puissance est plus grand et atteint son maximum lorsque la résistance de charge est inférieure à celle propre à $k = 1$. En cas de sous-compensation ($k < 1$), toutes les conditions s'inversent respectivement. Les courbes de la fig. 1.7 peuvent aussi caractériser le gain en puissance en fonction du courant de charge.

Les principales caractéristiques statiques d'une amplidyne sont les caractéristiques externes et de réglage. Examinons-les en l'absence de décalage des balais sur leurs axes géométriques correspondants.

Les caractéristiques externes sont les relations $I_2 = f(I_3)$ et $U_3 = f(I_3)$, la vitesse du moteur de commande et le signal aux bornes de l'enroulement de commande étant constants, ω = const et U_1 = const.

La fig. 1.8, *a* montre la caractéristique du courant dans le circuit suivant l'axe transversal I_2 en fonction du courant qui parcourt le circuit suivant l'axe longitudinal I_3, c'est-à-dire du courant de

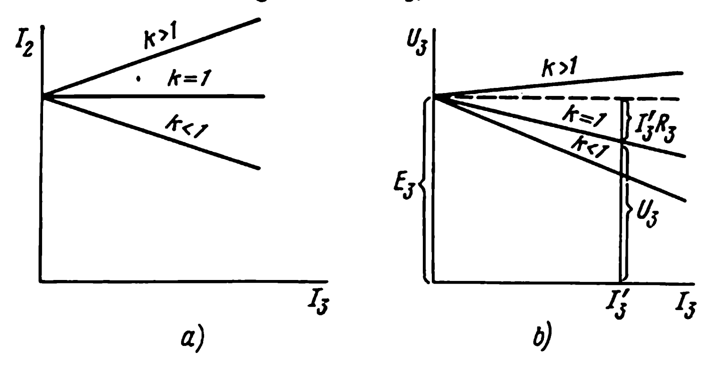


Fig. 1.8. Caractéristiques externes d'une amplidyne.

sortie traversant la charge. Les caractéristiques concernent tous les trois cas de compensation : compensation totale ($k = 1$), surcompensation ($k > 1$) et sous-compensation ($k < 1$).

La compensation étant totale ($k = 1$) et sous réserve que $R_3 = R_{ch}$, le long de l'axe longitudinal de la machine agit seulement une F.M.M. induite dans l'enroulement de commande. D'où vient que la F.E.M. recueillie sur les balais suivant l'axe transversal (cf. fig. 1.4, *a*) est constante, E_2 = const. Ainsi, malgré la variation de la résistance de charge R_{ch} dans toute la gamme, le courant I_2 reste constant.

En cas de surcompensation ($k > 1$), le long de l'axe longitudinal de la machine, outre la F.M.M. créée par l'enroulement de commande, agit une partie de la F.M.M. produite dans l'enroulement de compensation et de même sens que celle de l'enroulement de commande. C'est pourquoi l'intensité du courant I_2 croît avec le courant de charge I_3.

En cas de sous-compensation ($k < 1$), le long de l'axe longitudinal agit une partie de la F.M.M. due à la réaction d'induit suivant l'axe longitudinal non compensée par la F.M.M. créée dans l'enroulement de compensation, d'où vient que l'intensité du courant I_2 décroît lorsque le courant de charge I_3 augmente.

En utilisant ces caractéristiques, on peut aisément régler l'amplificateur sur un degré de compensation désiré.

La fig. 1.8, *b* montre les caractéristiques externes $U_3 = f(I_3)$ pour les trois cas de compensation.

Si la compensation est totale, la tension de sortie aux bornes de la résistance de charge

$$U_3 = E_3 - I_3R_3, \tag{1.30}$$

où E_3 est la F.E.M. à vide.

En cas de compensation totale ($k = 1$), avec l'augmentation du courant I_3 la tension aux bornes de l'amplidyne décroît et diffère de la F.E.M. E_3 d'une valeur égale à la chute de tension dans la résistance interne R_3 du circuit longitudinal de l'amplidyne.

En cas de surcompensation ($k > 1$), la tension de sortie peut rester invariable malgré l'augmentation du courant de charge I_3 ou même croître.

En cas de sous-compensation ($k < 1$), avec l'augmentation du courant I_3, la tension de sortie décroît de façon plus marquée que dans le cas où $k = 1$.

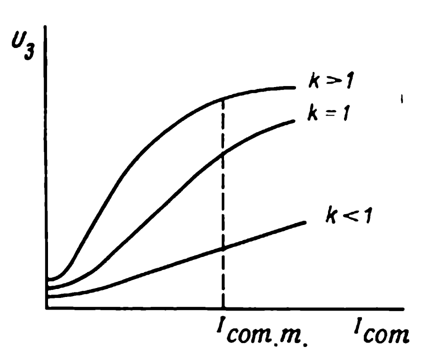


Fig. 1.9. Caractéristiques de réglage d'une amplidyne.

Les caractéristiques de réglage de l'amplidyne expriment la tension de sortie et le courant de sortie en fonction du courant de commande pour $\omega = \text{const}$ et $R_{\text{ch}} = \text{const}$ (fig. 1.9). La forme de ces caractéristiques est déterminée par l'allure de la courbe de magnétisation de la machine. Pour des courants de commande faibles la non-linéarité des caractéristiques et, par conséquent, la non-constance du gain en puissance s'expliquent par la présence d'une F.E.M. résiduelle. Dans le domaine de courants de commande importants, ces phénomènes sont liés à la saturation du circuit magnétique.

Lorsque les amplidynes sont utilisées dans des systèmes de régulation automatique en boucle fermée (stabilisateurs, régulateurs, systèmes asservis) elles doivent être légèrement sous-compensées ($k = 0{,}97$ à $0{,}99$), car en cas de surcompensation le système en marche subirait de fausses perturbations dues à l'excès de la F.M.M. fournie par l'enroulement de compensation, ce qui pourrait provoquer des auto-oscillations du système.

Les caractéristiques dynamiques de l'amplidyne se déterminent d'après la marche du processus transitoire, c'est-à-dire suivant la croissance de la tension aux bornes du circuit transversal $U_3 = f(t)$ avec le temps, après l'application à l'entrée (aux bornes de l'enroulement de commande) de la tension de commande.

Dans le cas général, la rapidité de réponse d'une amplidyne se détermine par les constantes de temps:

1) de l'enroulement de commande

$$T_1 = L_1/R_1;$$

2) du circuit suivant l'axe transversal

$$T_2 = L_2/R_2;$$

3) du circuit suivant l'axe longitudinal dont on tiendra compte pendant la marche en charge

$$T_3 = \frac{L_3}{R_3 + R_{ch}},$$

où L_3 est l'inductance du circuit suivant l'axe longitudinal de l'enroulement d'induit;

4) du circuit compensateur

$$T_{comp} = L_{comp}/R_{comp}.$$

Toutefois, vu que dans les cas réels $R_{ch} \gg R_3$, la valeur de T_3 est infime devant les trois autres constantes de temps et on peut donc la négliger. La rapidité de réponse de l'amplidyne dépend de la liaison entre les enroulements sur le stator et l'enroulement d'induit et entre eux-mêmes. Il s'agit notamment de l'interaction de l'enroulement de commande et du circuit suivant l'axe transversal provoquée par la réaction due aux courants de commutation dans le circuit suivant l'axe transversal. Le déplacement des balais provoque lui aussi une liaison entre l'enroulement de commande et le circuit suivant l'axe transversal et donc la modification du caractère du processus transitoire.

La solution des équations régissant le processus transitoire en tenant compte de toutes les liaisons est assez difficile alors que leur influence sur celui-ci est relativement peu importante.

Examinons la loi de la croissance de la F.E.M. aux bornes du circuit de sortie en fonction du temps pour le régime de marche à vide, en tenant compte des liaisons principales dans l'amplidyne. Admettons:

1) que le circuit magnétique de l'amplidyne suivant les axes transversal et longitudinal n'est pas saturé;

2) que le coefficient d'induction mutuelle entre, d'une part, les enroulements de commande, l'enroulement de compensation et ceux des pôles auxiliaires et, d'autre part, les enroulements du circuit suivant l'axe transversal est nul.

Lorsque les balais se trouvent sur la ligne neutre la loi de la croissance de la F.E.M. aux bornes du circuit de sortie e_3 en fonction du temps peut être déduite des quatre équations d'équilibre de F.E.M.

1) Pour l'enroulement de commande

$$U_1 = R_1 i_1 + L_1 \frac{di_1}{dt} + M_{1comp} \frac{di_{comp}}{dt}, \tag{1.31}$$

où $M_{1\,comp}$ est le coefficient d'induction mutuelle entre l'enroulement de commande et celui de compensation; i_{comp}, le courant de l'enroulement de compensation.

2) Pour le circuit de compensation

$$0 = R_{comp} i_{comp} + L_{comp} \frac{di_{comp}}{dt} + M_{comp\,1} \frac{di_1}{dt}, \qquad (1.32)$$

où R_{comp}, L_{comp} sont respectivement la résistance ohmique et l'inductance du circuit de compensation; $M_{comp\,1} = M_{1\,comp}$.

3) Pour le circuit d'induit suivant l'axe transversal

$$e_2 = a_1 i_1 + a_{comp} i_{comp} = R_2 i_2 + L_2 \frac{di_2}{dt}, \qquad (1.33)$$

où i_2 est le courant dans le circuit suivant l'axe transversal; a_1 et a_{comp}, les coefficients de proportionnalité.

4) Pour le circuit d'induit suivant l'axe longitudinal

$$e_3 = a_2 i_2, \qquad (1.34)$$

où a_2 est le coefficient de proportionnalité.

La valeur des coefficients a_1, a_2 et a_{comp} dépend des paramètres géométriques de l'induit, de sa vitesse et de l'inductance des enroulements correspondants.

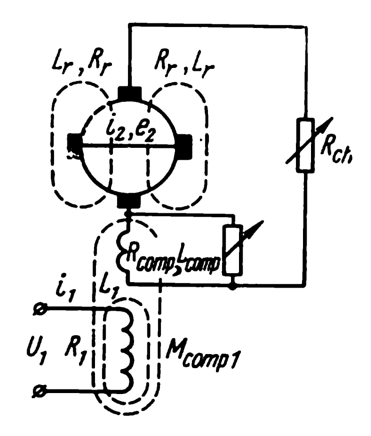


Fig. 1.10. Schéma des liaisons électromagnétiques d'une amplidyne.

Sur la figure 1.10 est représenté le schéma des liaisons électromagnétiques d'une amplidyne pour le processus transitoire dans le cas examiné.

Si l'on prend pour unité le coefficient de liaison magnétique entre l'enroulement de commande et celui de compensation, les équations (1.31)-(1.34) peuvent être ramenées à une équation opératorielle du deuxième ordre:

$$k_U U_1 = (T_1 + T_{comp}) T_2 p^2 e_3 + (T_1 + T_2 + T_{comp}) p e_3 + e_3, \qquad (1.35)$$

où $k_U = a_1 a_2 / R_1 R_2$ est le gain en tension.

La solution de l'équation (1.35) montre la variation de la F.E.M. de sortie e_3 avec le temps, dans le cas où le signal à l'entrée de l'amplidyne serait appliqué par échelons

$$e_3 = k_U U_1 \left(1 + \frac{T_1 + T_{comp}}{T_2 - T_1 - T_{comp}} e^{-\frac{t}{T_1 + T_{comp}}} - \frac{T_2}{T_2 - T_1 - T_{comp}} e^{-\frac{t}{T_2}}\right). \qquad (1.36)$$

L'équation (1.36) peut être simplifiée. Vu que dans l'amplidyne $T_2 > T_1 + T_{comp}$, l'équation du processus transitoire prend la

forme

$$e_3 = k_U U_1 (1 - e^{-\frac{t}{T_2}}). \tag{1.37}$$

De (1.36) et (1.37) il s'ensuit que dans le premier cas l'amplidyne représente deux systèmes apériodiques en série et, dans le second cas, un seul système apériodique.

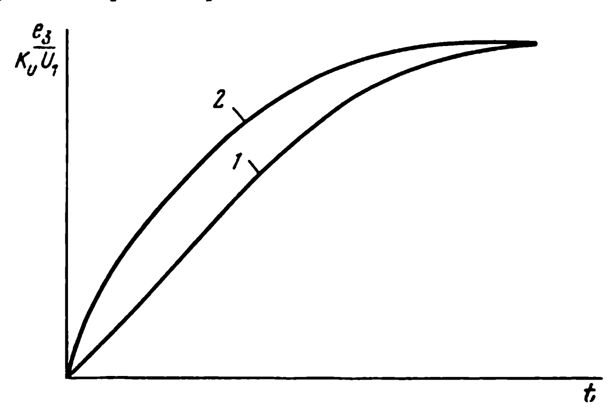


Fig. 1.11. Caractéristiques dynamiques d'une amplidyne.

Sur la fig. 1.11 sont montrées les caractéristiques dynamiques d'une amplidyne. La courbe *1* est construite suivant l'équation (1.36), et la courbe *2* suivant l'équation (1.37).

La fonction de transfert d'une amplidyne s'obtient en partant de (1.35):

$$W(p) = \frac{e_3}{U_1} = \frac{k_U}{1 + (T_1 + T_2 + T_{comp})\,p + (T_1 + T_{comp})\,T_2 p^2}. \tag{1.38}$$

§ 1.5. APPLICATIONS DES GÉNÉRATRICES AMPLIFICATRICES

Les génératrices amplificatrices sont fabriquées en série et trouvent de multiples emplois dans des systèmes de régulation automatique et de commande électrique automatisée. Dans les ensembles génératrice — moteur, la génératrice et, dans bien des cas, l'excitatrice constituent au fond des GA autonomes montées en cascade. Les GA à flux croisés ou amplidynes sont les plus répandues. Ces amplificateurs présentent les avantages principaux suivants:

1) un grand gain en puissance (jusqu'à $0{,}5 \cdot 10^4$ pour les GA d'une puissance inférieure à 750 W et jusqu'à 10^5 pour les GA d'une plus grande puissance);

2) une faible puissance d'entrée permettant d'alimenter les enroulements de commande à partir des amplificateurs électroniques à tubes à vide et à dispositifs à semi-conducteurs;

3) une rapidité de réponse suffisante, c'est-à-dire de faibles constantes de temps des circuits de l'amplidyne. Dans la GA d'une puissance jusqu'à 750 W la constante de temps électromagnétique équivalente est de l'ordre de 0,1 à 0,2 s;

4) une fiabilité et une longévité suffisantes et de vastes limites de variation de puissance;

5) la possibilité de varier les caractéristiques au moyen du réglage du degré de compensation.

Parmi les inconvénients des amplidynes il faut citer:

1) un encombrement et un poids plus grands par rapport aux dynamos de même puissance car pour obtenir des gains en puissance élevés on emploie un circuit magnétique non saturé;

2) la présence d'une tension rémanente sous l'effet d'hystérésis. La F.E.M. créée dans l'induit par le flux dû au magnétisme rémanent empire la relation linéaire entre la tension de sortie et le signal d'entrée dans le domaine de faibles signaux; l'univocité de la relation entre les paramètres de sortie et ceux d'entrée de l'amplidyne disparaît lorsque le signal d'entrée change de polarité car le flux dû au magnétisme rémanent fait augmenter le flux de commande pour le signal d'une polarité donnée et le fait diminuer en cas de signal de polarité inversée.

En outre, sous l'action de la F.E.M. rémanente, l'amplidyne fonctionnant dans le régime de surcompensation peut s'amorcer et fonctionner de façon désordonnée lorsque la résistance de charge est de faible valeur et que le signal d'entrée est nul. Ce phénomène s'explique par l'augmentation non contrôlée, sous l'action magnétisante de l'enroulement de compensation, du flux magnétique suivant l'axe longitudinal de la machine égal au moment initial au flux dû au magnétisme rémanent.

En vue de neutraliser l'effet nuisible du flux de magnétisme rémanent on utilise dans les GA une démagnétisation à l'aide du courant alternatif, alors que les GA elles-mêmes sont incorporées à des systèmes automatiques légèrement sous-compensés.

Il convient de noter qu'avec le lancement des amplificateurs magnétiques l'emploi des GA dans les systèmes génératrice—moteur est devenu moins fréquent. Toutefois, les GA sont de plus en plus utilisées dans les systèmes GA — moteur en tant que génératrices alimentant le moteur. Par suite de l'emploi des amplificateurs à dispositifs à semi-conducteurs intermédiaires, les plages de régulation et la rapidité de réponse des commandes électriques fonctionnant suivant le schéma GA — moteur sont devenues plus grandes. Un large emploi de telles commandes électriques dans les domaines les plus divers a favorisé la production des amplidynes. Les commandes électriques combinées avec les amplidynes d'une puissance jusqu'à 10 kW ont avantageusement remplacé les autres types de commandes dans les machines-outils et installations utilisées dans la construction radio-électronique.

Examinons quelques exemples d'emploi des amplidynes dans les montages d'automatisme.

La figure 1.12 montre le schéma d'un système de régulation automatique sans contact destiné à contrôler l'amplitude d'une tension sinusoïdale. Ce système est utilisé aux ateliers de réglage d'accord des récepteurs de télévision et des postes radio pour stabiliser la tension en amplitude et la faire varier sinusoïdalement avec le temps. Les stabilisateurs de tension par ferrorésonance n'y conviennent pas car, tout en maintenant l'amplitude de la tension avec une précision convenable, ils déforment sensiblement la courbe

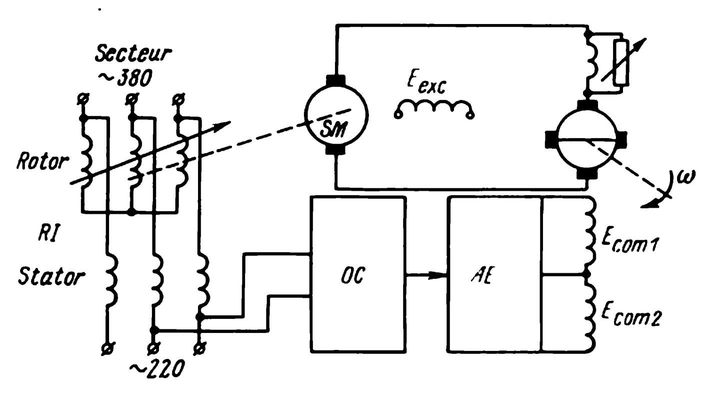


Fig. 1.12. Schéma d'un système sans contact de réglage automatique de la tension sinusoïdale.

représentative de la tension. Aussi, a-t-on recours dans ces cas à des systèmes stabilisateurs de tension automatiques à régulateur à induction qui joue le rôle d'organe régulateur.

Dans le montage de la fig. 1.12, une tension triphasée instable est appliquée au rotor et aux bornes d'entrée du stator d'un régulateur à induction *RI*. La tension de sortie stabilisée est prélevée aux bornes de sortie du stator et est envoyée aux récepteurs à contrôler et simultanément sur l'entrée d'un organe comparateur *OC* où elle est comparée à une tension de référence. Le signal d'erreur est amplifié dans un amplificateur électronique *AE* et s'applique ensuite aux bornes de l'un des enroulements de commande de l'amplidyne $E_{com\ 1}$ ou $E_{com\ 2}$. En fonction de la polarité du signal d'erreur, à la sortie de l'amplidyne apparaissent des tensions de même polarité ou de polarité inversée et un servo-moteur *SM* en rotation fait déplacer le rotor du régulateur à induction dans le sens de diminution ou d'augmentation de la tension.

Sur la fig. 1.13 est représenté le schéma d'une installation semi-automatique pour le soudage du fond de verre au cône en acier des tubes cathodiques. La soudure se fait à une température de travail de 1100 à 1200 °C par des courants haute fréquence produits par un alternateur synchrone haute fréquence *AS* alimentant un bloc d'in-

ducteurs BI. Pour obtenir une tension de sortie stable on fait en sorte que l'enroulement d'excitation de l'alternateur E_{exc} s'alimente à partir d'une amplidyne GA. L'amplidyne y joue le rôle d'amplificateur de puissance et d'organe comparateur. La tension U_1 aux bornes de l'enroulement de commande $E_{com\ 1}$ de l'amplidyne assure le pilotage du niveau de la tension de sortie et par conséquent le contrôle du régime de marche de l'alternateur. Le signal de contre-réaction en tension prélevé aux bornes de l'enroulement d'alternateur E_a est appliqué à l'enroulement de commande de l'amplidyne

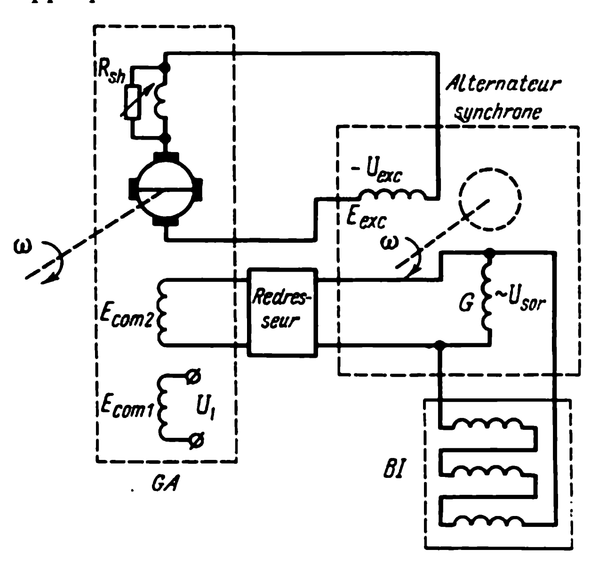


Fig. 1.13. Schéma d'une installation semi-automatique pour le soudage du fond de verre au cône en acier de tubes cathodiques.

$E_{com\ 2}$. Lorsqu'on augmente (diminue) la tension de sortie de l'alternateur AS, le flux magnétique de commande résultant créé dans les enroulements de l'amplidyne $E_{com\ 1}$ et $E_{com\ 2}$ et par conséquent le courant d'excitation de l'alternateur diminuent (augmentent). Il en résulte que la tension de sortie de l'alternateur devient stable.

Les fig. 1.12 et 1.13 montrent les schémas d'amplidynes utilisés dans l'industrie radio-électronique. On fait un large emploi de tels schémas dont plusieurs enroulements de commande autorisent la comparaison de signaux et l'introduction de réactions dans divers systèmes automatisés utilisant des amplidynes en tant qu'amplificateurs de puissance.

DEUXIÈME CHAPITRE

MICROMOTEURS ÉLECTRIQUES

§ 2.1. GÉNÉRALITÉS ET CLASSIFICATION

Les micromoteurs électriques associés à des montages d'automatisme, de télémécanique, de calculateurs, etc., présentent une puissance mécanique nominale comprise entre des fractions centièmes du watt et environ 750 W.

De par leur conception et leur principe de fonctionnement, on distingue les micromoteurs *à collecteur*, *asynchrones* et *synchrones*.

Les micromoteurs à collecteur peuvent être:

a) à courant continu;

b) à courant alternatif;

c) universels, capables de fonctionner indifféremment en courant continu ou alternatif.

Selon la conception de l'induit, les micromoteurs à collecteur à courant continu se divisent en trois types: *à induit en tambour, à induit cylindrique amagnétique et à induit à disque.*

De pair avec les micromoteurs à contact glissant collecteur — balais, les micromoteurs sans contact à courant continu ont trouvé eux aussi de multiples emplois.

Selon la conception on distingue trois types de micromoteurs asynchrones utilisés dans les systèmes de régulation automatique: *à rotor en court-circuit du type à cage d'écureuil, à rotor cylindrique amagnétique, à rotor cylindrique magnétique.*

Les micromoteurs synchrones sont utilisés chaque fois qu'on exige une parfaite constance de la vitesse de rotation. Dans les systèmes d'automatisme sont les plus répandus les micromoteurs *à réluctance variable, à hystérésis, à rotor actif.*

La plupart des micromoteurs électriques utilisés dans des automatismes et appareils jouent le rôle de servo-commande.

Par *servo-moteurs* on entend les moteurs électriques qui transforment un signal électrique (tension de commande) qu'on leur applique en vitesse angulaire (ou déplacement) d'un arbre. Ces moteurs sont destinés à transformer les fonctions les plus diverses. Selon leur conception, ils peuvent fonctionner soit au régime de marche

continue soit à celui de pas à pas. En tant que servo-moteurs on utilise les moteurs à courant continu à excitation indépendante, les moteurs asynchrones biphasés, les ensembles combinés moteur asynchrone — amplificateur et les moteurs synchrones pas à pas.

Le champ d'application de tout servo-moteur dépend des particularités des systèmes de régulation et de commande automatique, de leur destination, des conditions de fonctionnement et des exigences auxquelles doivent satisfaire les moteurs en tant qu'éléments d'un schéma donné.

Les principales exigences imposées aux servo-moteurs sont:

1) stabilité statique et linéarité des caractéristiques mécaniques dans toute la gamme de vitesses de travail;

2) vitesse du rotor variant linéairement en fonction du signal de commande électrique et vaste étendue de régulation de vitesse;

3) absence d'emballement spontané (le phénomène d'emballement spontané consiste en ce que le moteur continue de développer le couple et le rotor poursuit sa rotation en l'absence de signal de commande);

4) grande rapidité de réponse;

5) faible puissance de commande pour une grande puissance mécanique disponible sur l'arbre, c'est-à-dire un gain en puissance élevé (cette exigence est due à la puissance limitée des sources de signaux de commande qui sont essentiellement électroniques).

Par moteurs *auxiliaires* on entend des moteurs électriques remplissant des fonctions auxiliaires dans des systèmes et appareils d'automatisme (mise en rotation de certains organes, mécanismes, etc.). Comme auxiliaires on utilise les moteurs à courant continu, les moteurs universels à collecteur, les moteurs monophasés et triphasés asynchrones, les moteurs synchrones à rotation continue.

Pour les exigences auxquelles doivent satisfaire les micromoteurs en fonction de leur application voir le § I.2.

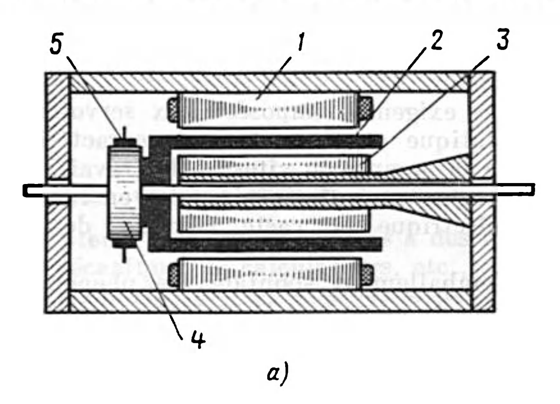
§ 2.2. SERVO-MOTEURS À COURANT CONTINU. CONCEPTION ET PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

En tant que servo-moteurs à courant continu on utilise, comme il a été dit plus haut, les micromoteurs *à contact glissant collecteur — balais* et ceux *sans contact à commutateurs à fransistors.*

De par leur conception, les servo-moteurs à induit en tambour ne présentent pas de différences tant soit peu substantielles vis-à-vis d'une machine à courant continu classique (nous n'entrons pas ici en détails de leur conception).

Micromoteurs à induit cylindrique amagnétique et à induit à disque (de faible inertie)

Sur la fig. 2.1, *a* est représenté un moteur à courant continu à excitation électromagnétique à induit cylindrique amagnétique. La particularité de sa conception consiste en ce que pour réduire le moment d'inertie l'induit est divisé en deux parties: un enroule-



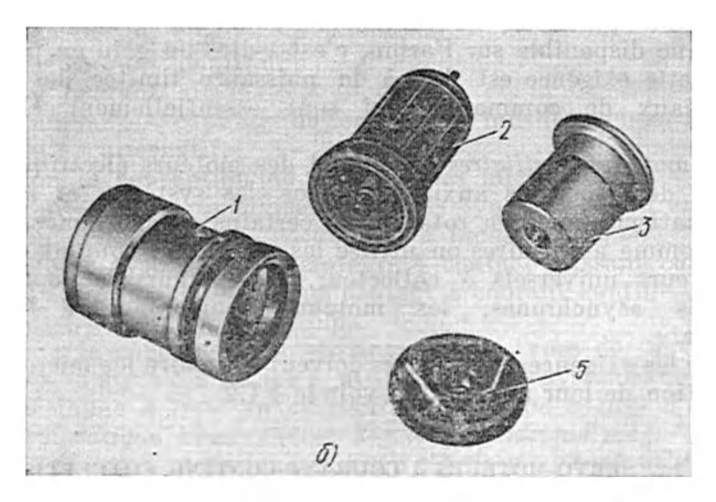


Fig. 2.1. Schéma structural d'un micromoteur à courant continu à excitation électromagnétique à induit cylindrique amagnétique de faible inertie (a) et le moteur ЗДПРС à excitation magnéto-électrique (b).

ment avec collecteur et un noyau, l'élément le plus massif et immobile. Appelé stator intérieur *3* il joue le rôle de circuit magnétique. L'induit *2* est réalisé sous la forme d'un cylindre creux en matière plastique dans lequel on met sous pression un enroulement en fil de cuivre ou à la surface duquel est placé un enroulement imprimé.

Le stator extérieur *1* porte un enroulement d'excitation concentré. L'induit cylindrique tourne dans un entrefer formé par les stators extérieur et intérieur. La tension est appliquée à l'induit à travers les balais *5* et le collecteur *4*. Par suite, le moment d'inertie de l'induit d'un tel moteur est nettement inférieur à celui d'un induit du type en tambour.

De pareils micromoteurs peuvent être à excitation magnétoélectrique. Sur la fig. 2.1, *b* est montré le moteur 3ДПРС dont le

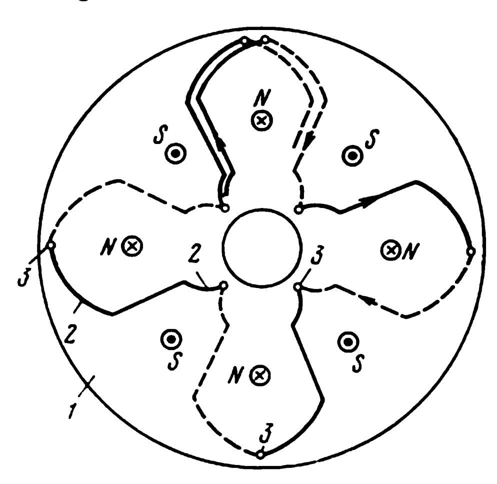


Fig. 2.2. Schéma de l'enroulement imprimé d'un induit à disque.

stator intérieur *3* est un aimant permanent cylindrique à aimantation radiale qui crée un flux d'excitation. Le stator extérieur *1* en matériau magnétique doux joue le rôle de circuit magnétique.

Les moteurs à courant continu à induit à disque possèdent au lieu de l'entrefer cylindrique un entrefer plat. L'induit (fig. 2.2) est réalisé sous forme d'un disque mince amagnétique *1* sans encoches (en céramique, en textolite ou en aluminium) avec un enroulement imprimé. Les fils 2 de l'enroulement imprimé sont disposés radialement de part et d'autre du disque et reliés par des trous *3* débouchant sur le disque. Une telle connexion se fait de façon automatique simultanément avec le dépôt de l'enroulement par un procédé photochimique. L'excitation du moteur (fig. 2.3) est assurée par des aimants permanents *1* à épanouissements polaires *4* en acier magnétique doux sous forme de segments annulaires. Le flux magnétique créé par les aimants permanents passe axialement à travers deux entrefers, un disque amagnétique *5* à enroulement imprimé et se ferme sur des anneaux *2*, *3* en acier magnétique doux qui servent de culasse. Le rôle de collecteur peut être rempli par les parties non isolées des fils placés à la surface du disque et sur lesquels glissent les balais *6*. Lorsqu'un courant circule dans l'enroulement de

l'induit, sur l'arbre du moteur apparaît un couple moteur dirigé suivant le plan du disque de l'induit.

Le moment d'inertie de l'induit à disque est très petit devant celui de l'induit bobiné en tambour, ce qui est l'un des principaux avantages des moteurs considérés. Pour assurer l'auto-freinage de l'induit du moteur après sa mise hors secteur, on emploie un enroulement imprimé à disque en aluminium. Les courants de Foucault apparaissant dans le disque produisent un couple de freinage (amortissement interne). Le rendement de ce genre de moteur est plus petit par suite des pertes par courants de Foucault dans le disque.

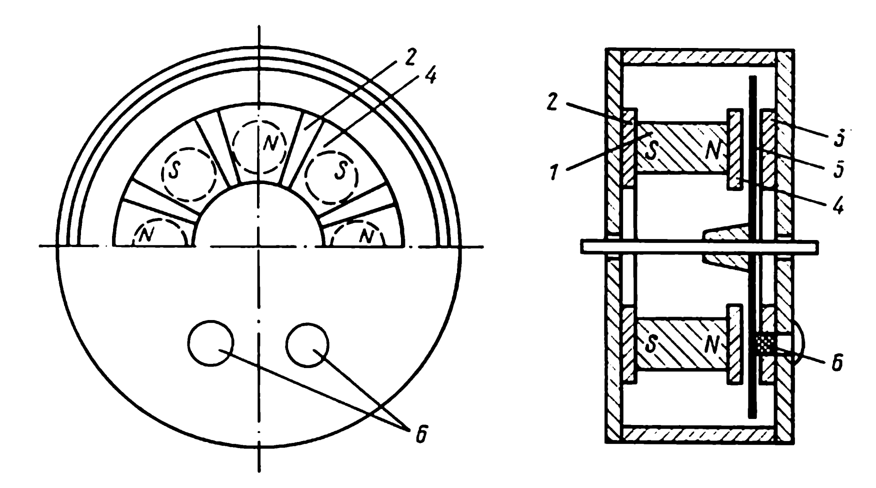


Fig. 2.3. Schéma structural d'un micromoteur à courant continu à induit à disque.

Outre l'avantage d'une plus faible inertie, les moteurs à induit cylindrique et à disque présentent, par rapport aux moteurs bobinés en tambour, une série d'autres avantages.

1. Vu l'absence de parties ferromagnétiques dans l'induit et le fait que le flux produit par l'induit se ferme essentiellement dans l'air, l'influence de la réaction d'induit est insignifiante.

L'inductance propre de l'enroulement d'induit étant faible, tous les processus électriques transitoires se déroulant dans le circuit d'induit s'effectuent rapidement. Il n'existe pratiquement pas de pertes de puissance par hystérésis et courants de Foucault.

2. L'induit du moteur n'a pas de dents, ce qui permet de répartir uniformément l'induction dans l'entrefer, de supprimer les pertes dues au pompage et de réduire sensiblement le niveau de bruit.

3. Vu que le poids de l'induit est petit et que les forces attractives radiales agissant entre l'induit et le stator sont absentes, le moment de frottement des paliers diminue, les pertes mécaniques et la tension de démarrage le sont autant.

Avec un enroulement d'induit imprimé, les conducteurs de celui-ci se trouvent dans des conditions de refroidissement meilleures que celles des conducteurs rangés dans les encoches de l'induit en tambour. Cela permet d'augmenter la densité de courant dans les conducteurs formant l'enroulement d'induit (jusqu'à 30 à 40 A/mm^2) et, par conséquent, de diminuer l'encombrement et le poids du moteur. La fabrication des enroulements d'induit imprimés exige une mécanisation poussée.

Toutefois, l'augmentation de la densité de courant qui parcourt les conducteurs de l'enroulement d'induit peut nuire à la caractéristique énergétique du moteur: le rendement. Cela s'explique par l'augmentation des pertes électriques dans l'induit, car à des densités plus élevées de courant permises la section des conducteurs diminue et, par conséquent, la résistance de l'enroulement d'induit augmente. Dans les micromoteurs à excitation magnéto-électrique à induit cylindrique amagnétique et à disque, le rendement, les indices de poids et d'encombrement sont pratiquement identiques et parfois dépassent même ceux des moteurs à induit bobiné en tambour, car l'augmentation des pertes électriques dans l'induit est compensée par une diminution de pertes mécaniques et de celles dans le circuit magnétique.

Lorsque les moteurs à induit cylindrique et à disque utilisent l'excitation électromagnétique, les pertes dans le circuit d'excitation augmentent. Celles-ci sont provoquées par une augmentation de l'entrefer amagnétique de la machine constitué par un double entrefer et un joint amagnétique de la carcasse de l'induit et, comme conséquence, par une augmentation de la F.M.M. d'excitation qui est nécessaire à la production de flux magnétique.

Les moteurs à induit à disque présentent une longévité moins importante, ce qui s'explique essentiellement par une usure rapide de cuivre des conducteurs imprimés aux points de calage des balais.

Les moteurs à induit cylindrique et à disque sont moins fiables dans les conditions de températures élevées, de vibrations et de chocs, car la probabilité de leur déformation est alors plus grande que celle des induits en tambour.

Micromoteurs sans contact à commutateurs à transistors

Les progrès réalisés par les techniques des dispositifs à semi-conducteurs ont permis de mettre au point les moteurs à courant continu sans collecteur ni balais. Leurs fonctions sont remplies par des commutateurs à transistors commandés par des détecteurs de position.

Le moteur à courant continu, dont le commutateur-collecteur mécanique à balais est remplacé par son équivalent à dispositifs à semi-conducteurs, devient plus fiable et durable, il crée moins de parasites radio-électriques surtout pour des vitesses de rotation élevées causant une usure rapide des balais, ainsi que l'apparition

des étincelles et des parasites radio-électriques. Un tel moteur à commutateur est appelé *micromoteur sant contact* à courant continu.

Les caractéristiques fondamentales des micromoteurs sans contact à courant continu sont:

1) enroulement d'induit de puissance placé sur le stator et constitué d'une ou de plusieurs sections décalées l'une par rapport à l'autre (une section correspond à l'enroulement à phases d'une machine synchrone). Le rotor est un aimant permanent;

2) détecteurs de position sans contact indiquant la position de l'axe du flux magnétique du rotor par rapport aux axes des sections

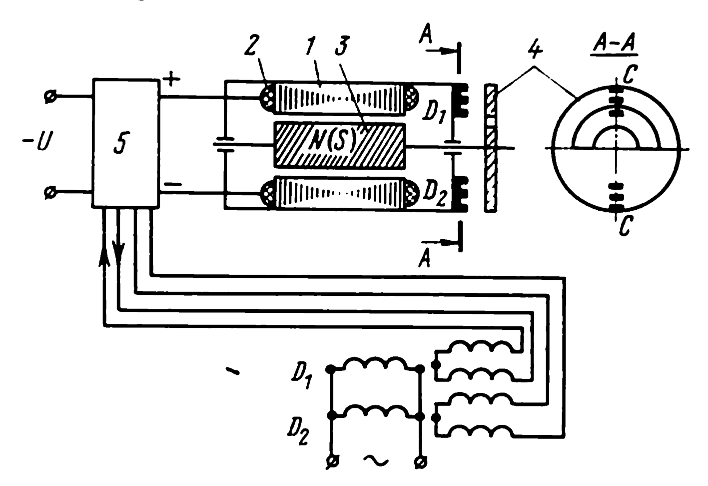


Fig. 2.4. Schéma de montage d'un micromoteur à courant continu sans contact à commutateur à transistors.

de l'enroulement statorique de puissance (détecteurs-transformateurs, capteurs à induction, capteurs photo-électriques, etc.) qui imposent le moment de commutation du courant dans ces sections;

3) commutateur sans contact, le plus souvent à transistors, assurant la commutation des sections de l'enroulement statorique de puissance en fonction des signaux en provenance des détecteurs de position.

Ces trois facteurs permettent, tout en éliminant le contact glissant balais — collecteur, de maintenir la principale propriété de la machine à courant continu qui la distingue de celle à courant alternatif, à savoir: la fréquence de commutation d'une section de l'enroulement d'induit dépend de la vitesse du rotor, c'est-à-dire cette fréquence est réglée par la machine elle-même. Grâce à cet artifice, le moteur sans contact à courant continu a en principe les mêmes caractéristiques qu'un moteur à collecteur à excitation indépendante.

Examinons la conception la plus simple d'un moteur sans contact (fig. 2.4) dont le stator *1* possède l'enroulement à une section *2*

et dont le rotor *3* à une paire de pôles est à aimant permanent. Lorsqu'une tension continue est appliquée aux bornes de l'enroulement statorique, un courant circule dans celui-ci, qui par l'action mutuelle avec le flux magnétique du rotor crée un couple moteur. La fonction de détecteur de position du rotor, c'est-à-dire de l'axe de flux magnétique, est remplie par deux détecteurs-transformateurs D_1 et D_2 placés sur le flasque de la carcasse et un disque ferromagnétique *4* monté sur l'arbre du rotor. Le disque possède une encoche tout du long de sa circonférence. Vu que les enroulements de sortie des détecteurs sont couplés suivant un montage comparateur, le détecteur élabore un signal après recouvrement de deux armatures du transformateur sur trois, c'est-à-dire lorsque le détecteur se trouve en regard de l'encoche du disque. Dans la position représentée sur la fig. 2.4, le signal commandant un commutateur à transistors *5* est prélevé sur le détecteur D_1 et le commutateur fournit aux bornes de l'enroulement statorique la tension d'une polarité indiquée sur le dessin. Si le signal est fourni par le détecteur D_2 le commutateur fait appliquer aux bornes de l'enroulement statorique une tension de polarité inverse.

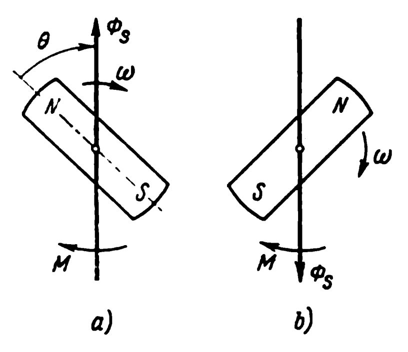


Fig. 2.5. Maintien du sens du couple moteur d'un micromoteur sans contact (*a* — signal fourni par le détecteur D_1; *b* — signal fourni par le détecteur D_2).

Le parfait synchronisme de fonctionnement des détecteurs et du commutateur n'est possible que lorsque les détecteurs D_1 et D_2 sont alignés sur l'axe de l'enroulement statorique et que la ligne d'équilibre du disque *CC* est perpendiculaire à l'axe des pôles du rotor. Dans ces conditions, le commutateur change le signe de la tension aux bornes de l'enroulement statorique au moment du passage de l'axe du flux produit dans le rotor par l'axe de l'enroulement statorique, c'est-à-dire on fait en sorte que le courant circulant dans l'enroulement statorique et le flux magnétique du stator changent de sens à l'approche de l'axe du pôle de rotor de signe contraire (fig. 2.5). Aussi, arrive-t-on à garder un même sens du couple moteur *M* dans les limites d'un tour complet du rotor en remplissant ainsi le rôle de collecteur d'une machine électrique à courant continu.

Vu que le couple moteur d'un tel moteur est produit par l'interaction des flux magnétiques du stator Φ_s et du rotor Φ_r la valeur du couple moteur peut s'écrire comme le produit vectoriel du flux

$$M = k\Phi_s\Phi_r \sin \theta,$$

où $\theta = 0 - 180°$ est l'angle entre les axes des flux; k la constante géométrique.

Le flux magnétique du rotor Φ_r est constant, alors que le flux Φ_s est directement proportionnel au courant I_s circulant dans l'enroulement statorique si le circuit magnétique n'est pas saturé. Dans ce cas, l'expression du couple moteur prend la forme:

$$M = k_M I_s \sin \theta,$$

où k_M est le coefficient dépendant du flux du rotor et des caractéristiques géométriques du stator.

Selon le principe de fonctionnement du moteur et en tenant compte de l'expression du couple ci-dessus le rotor ne démarre pas

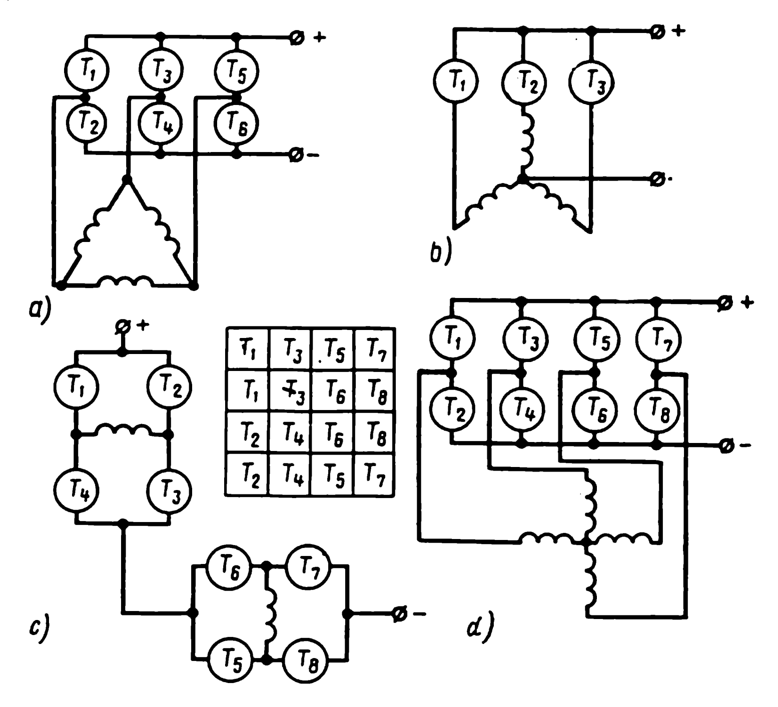


Fig. 2.6. Schémas de couplage des enroulements de micromoteurs à courant continu sans contact.

après la mise sous tension du moteur si la position initiale du rotor correspond à l'angle θ pour lequel le couple moteur M est inférieur au couple résistant de l'arbre. En outre, on constate une variation sensible du couple moteur (pompage) dans les limites d'un tour du rotor et, par conséquent, la variation de la vitesse instantanée du rotor.

La présence d'un couple au démarrage suffisamment important, indépendamment de la position angulaire du rotor, la réduction du pompage du couple moteur dans les limites d'un tour complet du rotor et la diminution de la variation de la vitesse instantanée du rotor ne se réalisent que dans le cas où l'enroulement de puissance

du stator se compose de plusieurs sections décalées dans l'espace d'un angle déterminé. Dans ces conditions, l'interaction du rotor et de l'une quelconque des sections est compensée par son interaction avec une autre. Pour les micromoteurs sans contact, il existe des enroulements statoriques de puissance à couplages suivants:

a) fermés (fig. 2.6, *a*);

b) en dérivation (2.6, *b*);

c) en série (2.6, *c*);

d) en étoile (2.6, *d*).

L'expression du couple électromagnétique prend dans ce cas la forme suivante

$$M = k_M I_s \frac{\theta_c/2}{\sin\frac{\theta_c}{2}} \cos\left(\theta - \frac{\theta_c}{2}\right),$$

où θ_c est l'intervalle de commutation; $0 \leqslant \theta \leqslant \theta_c$. Lorsqu'on augmente le nombre de sections, θ_c tend vers zéro, et le couple M, vers une valeur constante qui est propre à la machine à collecteur classique.

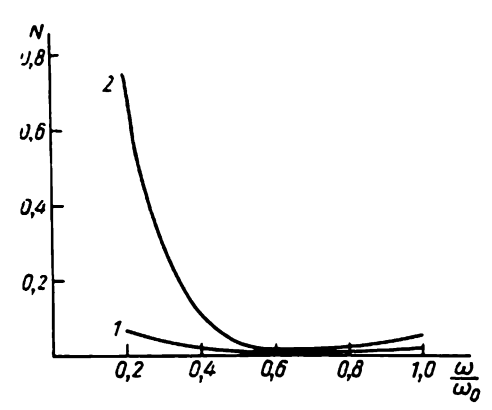


Fig. 2.7. Caractéristiques d'instabilité de la vitesse d'un moteur sans contact (ω_0—vitesse à vide idéale).

L'instabilité de la vitesse du rotor se détermine comme le rapport de la variation de vitesse maximale lors d'un tour complet à la valeur moyenne de celle-ci, soit:

$$N = \frac{\omega_{max} - \omega_{min}}{\omega}.$$

L'instabilité est fonction du nombre de sections de l'enroulement statorique, du genre de connexion de ces sections, augmente nettement dans le domaine de petites valeurs de ω et est inversement proportionnelle au moment d'inertie du rotor.

La fig. 2.7 représente les caractéristiques d'instabilité de la vitesse d'un moteur à bobinage trois sections, à connexion de celles-ci du type fermé (courbe *1*) et en dérivation (courbe *2*).

En vue d'augmenter la stabilité du couple moteur et la vitesse dans les limites d'un tour de rotor on emploie des montages particuliers utilisant l'artifice de modulation de tension ou de courant dans les sections de l'enroulement statorique.

L'analyse comparative des micromoteurs sans contact à n'importe quel couplage des enroulements montre que:

1) le rendement maximal, le poids minimal, l'heureux emploi de matières actives, l'instabilité de vitesse minimale sont assurés par le couplage fermé des enroulements dont toutes les sections participent en tout moment plus activement à l'action électromagnétique du rotor; ensuite viennent les enroulements à couplage en série ou en étoile;

2) les plus simples, de par leur conception, sont les commutateurs des moteurs à couplage des sections des enroulements en dérivation.

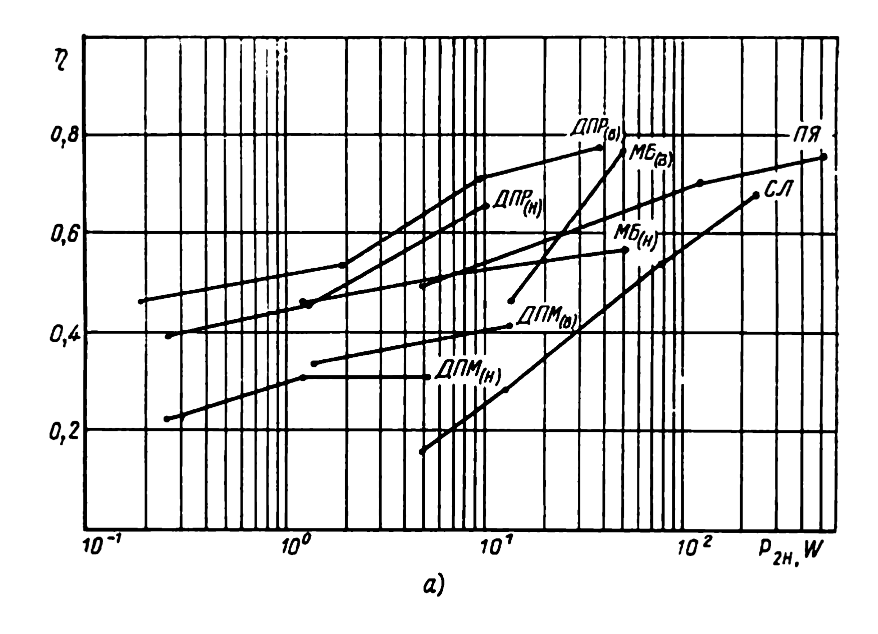
Les courbes des micromoteurs sans contact se rapprochent d'autant plus de celles d'un moteur à collecteur à courant continu classique que le nombre de sections de l'enroulement d'induit de puissance agissant sur le stator est plus grand. Toutefois, le nombre de sections croît proportionnellement au nombre nécessaire de capteurs équipant les détecteurs de position ainsi qu'au nombre de transistors du commutateur et, de plus, la conception des transmetteurs de détecteurs et celle du commutateur deviennent plus compliquées. Ainsi, on se limite dans la pratique à 3 ou 4 sections.

Les indices de poids et d'encombrement des micromoteurs sans contact cèdent quelque peu à ceux des autres micromoteurs à courant continu, surtout à cause du poids et des dimensions du commutateur.

* * *

En tant que servo-moteurs on utilise les micromoteurs à courant continu à excitation par aimants permanents (excitation magnétoélectrique) et à excitation indépendante électromagnétique. Les principales caractéristiques de ces micromoteurs diffèrent peu car le flux magnétique dans ces deux cas ne dépend pratiquement pas du régime de marche de la machine.

L'avantage des moteurs à aimants permanents consiste en ce que leur enroulement d'excitation n'exige aucune source d'alimentation et que leur flux magnétique ne dépend que très peu de la température du moteur, alors que dans les moteurs à excitation électromagnétique la variation de température entraîne la variation de la résistance et du courant de l'enroulement des pôles principaux et, par conséquent, la variation du flux magnétique principal. Le rendement des servo-moteurs de faible puissance à aimants permanents est supérieur à celui des micromoteurs analogues à excitation électromagnétique par suite de l'absence de pertes d'excitation. C'est pourquoi, à égalité des dimensions et du degré d'échauffement, les moteurs du premier type fournissent une plus grande puissance mécanique.



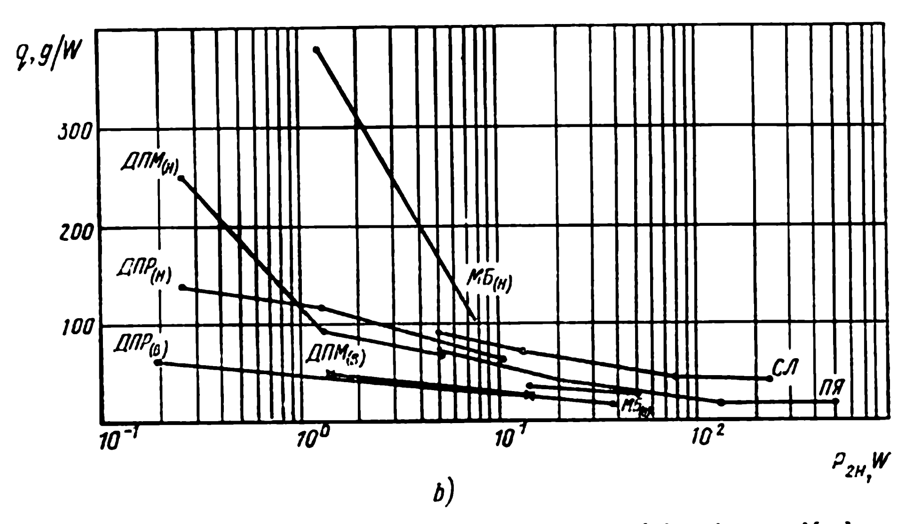


Fig. 2.8. Courbes de rendement (*a*) et de poids par unité de puissance développée (*b*) en fonction de la puissance nominale des servo-moteurs à courant continu : СЛ — à induit bobiné en tambour à excitation électromagnétique; ДПМ — à induit bobiné en tambour à excitation magnéto-électrique; ДПР — à induit amagnétique cylindrique à excitation magnéto-électrique; ПЯ — à induit à disque à excitation magnéto-électrique (≈ 3000 tr/mn); МБ — sans contact à excitation magnéto-électrique [(*H*) — vitesse nominale ≈ 2500 tr/mn, (*B*) — vitesse nominale ≈ 9000 tr/mn].

Les micromoteurs à aimants permantents présentent l'incovénient d'un vieillissement des aimants auquel on peut parer par l'emploi de nouveaux matériaux magnétiques durs de haute qualité. Un autre inconvénient de ces moteurs est que leurs pôles sont faits en matériaux magnétiques durs dont le prix est assez élevé.

Les servo-moteurs à courant continu de faible puissance possèdent un rendement relativement important qui atteint 40 à 50 % pour les micromoteurs d'une puissance de quelques dixièmes du watt ou de plusieurs watts respectivement et 70 à 75 % pour des puissances de plusieurs dizaines et centaines de watts. Un plus faible rendement chez les micromoteurs de plus faible puissance provient essentiellement de l'augmentation relative de la résistance aux bornes de l'enroulement d'induit et des pertes dans celui-ci. Les dimensions et le poids de ces moteurs sont en moyenne de 2 à 4 fois inférieurs à ceux des servo-moteurs asynchrones de même puissance. Sur la fig. 2.8 sont montrées les valeurs du rendement η et du poids par unité de puissance développée pour certains servomoteurs à courant continu de faible puissance fabriqués en série.

Dans les micromoteurs à courant continu à contact glissant balais—collecteur les étincelles apparaissant sous les balais provoquent un spectre d'oscillations électromagnétiques haute fréquence, source des parasites gênant la réception radio. Lorsque le moteur est alimenté à partir d'une source autonome, les variations de la F.E.M. et du courant dans l'induit font apparaître des harmoniques supérieurs de courant et de tension qui dérangent le fonctionnement des autres récepteurs reliés à la même source.

Il existe pratiquement deux remèdes à ce genre d'inconvénient: blindages et filtres électriques.

Les blindages sont efficaces là où il faut lutter contre les parasites radio dus aux étincelles. Le blindage est constitué habituellement par la carcasse du moteur avec une chemise métallique enrobant le collecteur et les balais. Toutes les prises électriques sont réalisées avec un conducteur blindé dont la tresse extérieure est électriquement liée avec la carcasse de la machine.

Les filtres électriques montés dans le circuit de l'induit suppriment les harmoniques supérieurs de courant et de tension dans le circuit d'alimentation présentant le plus de danger, tout en laissant passer la composante continue. Dans les servo-moteurs à courant continu de faible puissance on emploie des filtres en L et en U renversés (fig. 2.9). Les montages d'importance particulière utilisent des filtres combinés à circuits multiples.

§ 2.3. MODES DE COMMANDE DES SERVO-MOTEURS A COURANT CONTINU DE FAIBLE PUISSANCE

Pour pouvoir régler la vitesse du rotor des servo-moteurs à courant continu de faible puissance on emploie deux modes de commande principaux:

1) *commande continue*, à l'aide d'un signal constant dans le temps et variable en valeur. On utilise comme signal soit la tension aux bornes de l'enroulement d'induit (commande d'induit), soit celle aux bornes de l'enroulement inducteur (commande d'inducteur) ;

2) *commande par impulsions*, lorsqu'on fait varier le temps pendant lequel le moteur est sous tension nominale.

Commande d'induit

Le flux magnétique d'excitation Φ (Wb) est créé soit par le courant qui circule dans l'enroulement d'excitation des pôles principaux ou l'enroulement inducteur (fig. 2.10, *a*), soit par les aimants

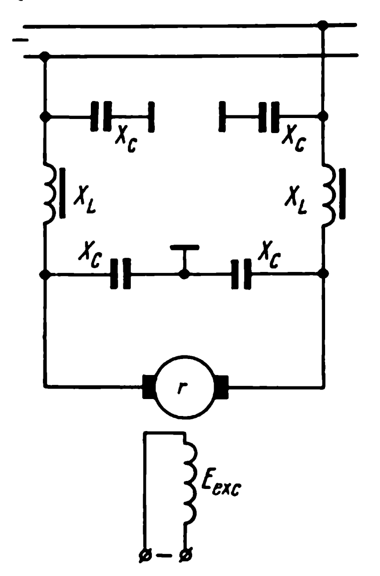


Fig. 2.9. Schéma d'un filtre en U renversé pour la suppression de parasites gênant la réception radio.

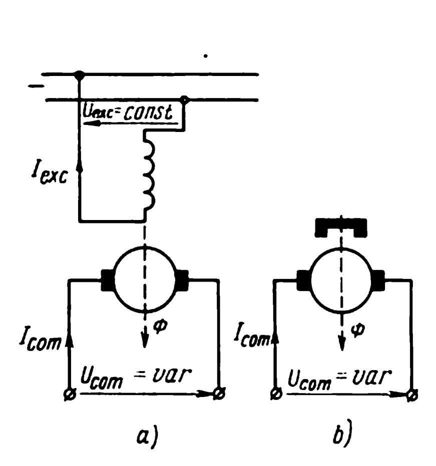


Fig. 2.10. Schémas de couplage de servo-moteurs à courant continu à commande d'induit.

permanents (fig. 2.10, *b*). Dans le premier cas, l'enroulement d'excitation est relié en permanence à une source d'alimantation autonome fournissant une tension U_{exc} (en volts), égale à la tension nominale du moteur (Φ = const). La régulation de la vitesse du rotor ω (en rad/s) s'effectue par la variation de la tension de commande U_{com} aux bornes de l'induit.

Lors de l'analyse ci-dessus on admet que le circuit magnétique est non saturé et que la réaction d'induit est absente.

Commençons l'étude de la commande d'induit par l'obtention des équations des caractéristiques mécaniques et de réglage. Ces équations sont généralement exprimées en unités relatives: $\alpha = U_{com}/U_{exc}$ est le facteur de signal (pour les moteurs à aimant

permanent $\alpha = U_{com}/U_{nom}$, où U_{nom} est la tension nominale aux bornes du moteur). Lors du processus de commande la valeur de α peut varier entre 0 et 1,25 ; $\omega^r = \omega/\omega_0$, où ω_0 est la vitesse de marche à vide idéale pour $\alpha = 1$; $M^r = M/M_d$ est le couple moteur, où M_d est le couple au démarrage pour $\alpha = 1$.

De la théorie générale des machines électriques à collecteur à courant continu on connaît l'équation de la caractéristique mécanique d'un moteur à excitation shunt dont la forme pour $\alpha = 1$ est

$$\omega = \omega_0 - \frac{R_r}{(k\Phi)^2} M, \qquad (2.1)$$

où la vitesse de marche à vide idéale

$$\omega_0 = \frac{U_{nom}}{k\Phi}. \qquad (2.2)$$

Dans les expressions (2.1) et (2.2) M est le couple moteur, en N·m; R_r la résistance de l'enroulement d'induit, en ohms; k la constante géométrique qui est fonction du nombre de conducteurs N dont est formé l'enroulement d'induit, du nombre de paires de branches en dérivation a et du nombre de paires de pôles p de la machine :

$$k = \frac{Np}{2\pi a}. \qquad (2.3)$$

Pour un servo-moteur à commande d'induit l'équation (2.1), compte tenu de (2.2) et α étant arbitraire, prend la forme

$$\omega = \frac{\alpha U_{nom}}{k\Phi} - \frac{R_r}{(k\Phi)^2} M = \alpha\omega_0 - \frac{R_r}{(k\Phi)^2} M. \qquad (2.4)$$

Divisons les deux membres de l'équation (2.4) par ω_0:

$$\frac{\omega}{\omega_0} = \omega^r = \alpha - \frac{R_r}{(k\Phi)^2 \omega_0} M. \qquad (2.5)$$

En annulant ω et compte tenu de (2.4) trouvons l'expression du couple au démarrage pour $\alpha = 1$:

$$M_d = \frac{(k\Phi)^2 \omega_0}{R_r}. \qquad (2.6)$$

En mettant (2.6) dans (2.5) et après quelques transformations simples on obtient

$$\omega^r = \alpha - M^r. \qquad (2.7)$$

Le facteur de signal α étant constant, l'expression (2.7) sert d'équation de la caractéristique mécanique $\omega^r = f(M^r)$ du servomoteur à commande d'induit et lorsque le couple moteur M^r est constant elle sert d'équation de la caractéristique de réglage $\omega^r = f(\alpha)$. De la formule (2.7) il s'ensuit que dans le cas de commande d'induit les caractéristiques mécaniques et de réglage représentées sur la fig. 2.11 sont linéaires.

En cas de commande d'induit, les caractéristiques mécaniques (fig. 2.11,*a*) assurent la stabilité statique de fonctionnement du micromoteur dans toute la gamme de vitesses $\omega^r = 0$ à 1. La rigidité des caractéristiques mécaniques (rapport de l'accroissement du couple à celui de la vitesse) reste constante pour n'importe quel facteur de signal. Le couple maximal est développé par le moteur pendant le démarrage. La valeur du couple au démarrage exprimée en unités relatives est égale au facteur de signal (selon 2.7):

$$M_d^r = \alpha, \tag{2.8}$$

c'est-à-dire, le couple au démarrage est directement proportionnel à la tension de commande.

La commande d'induit assure la relation linéaire entre la vitesse du rotor et la tension de commande pour n'importe quel couple de charge statique sur l'arbre (fig. 2.11,*b*).

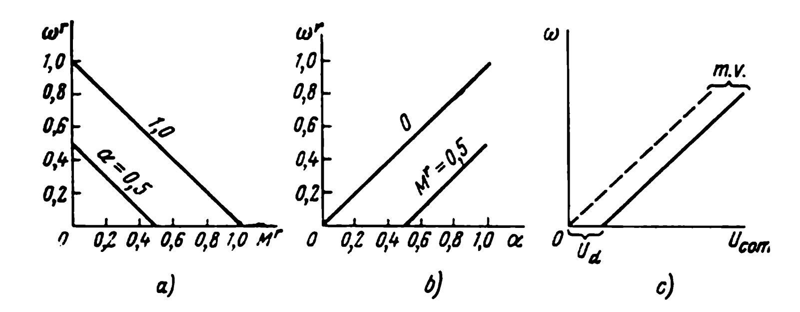


Fig. 2.11. Caractéristiques mécaniques (*a*) et de réglage (*b*, *c*) d'un servo-moteur à commande d'induit.

Il est à noter que la caractéristique de réglage d'un micromoteur marchant à vide (fig. 2. 11, *c*) ne part de zéro que dans le cas idéal (en pointillé) lorsque les pertes mécaniques dans le moteur sont nulles. Dans les servo-moteurs réels marchant à vide (*M. V.*) le rotor commence à tourner à une tension de commande déterminée, non nulle (trait plein) que l'on appelle tension de décollage U_d. La valeur de U_d dépend du moment de frottement créé dans le moteur et détermine la zone morte. Pour les servo-moteurs de faible puissance à courant continu et à courant alternatif la valeur de U_d ne doit pas dépasser 5% de U_{nom}. La plage de réglage de la vitesse est comprise entre (1 : 10) et (1 : 20) de la nominale.

Pour caractériser un servo-moteur de faible puissance en tant qu'élément d'un système quelconque on fait appel à de certains coefficients.

Le *coefficient d'amortissement interne* k_{am} caractérisant la valeur et le signe du couple d'amortissement propre développé par le moteur lors de variation de la vitesse du rotor est égal à la dérivée du couple de vitesse en un point donné ou à la tangente de la pente de caractéris-

tique $M = f(\omega)$:

$$k_{am} = dM/d\omega \tag{2.9}$$

La valeur du module k_{am} détermine le caractère shunt de la portion de la caractéristique mécanique considérée.

Sur la portion stable de la caractéristique mécanique le coefficient d'amortissement interne est toujours négatif. Cela signifie que le couple d'amortissement est de signe contraire à celui de l'accroissement de la vitesse et tend donc à l'amortir. La stabilité statique de fonctionnement du moteur est d'autant plus mauvaise que la valeur de k_{am} se rapproche du domaine positif. La valeur de k_{am} ne dépend pas de la vitesse du rotor lorsque les caractéristiques mécaniques sont linéaires ni de la tension de commande si celles-ci conservent leur caractère shunt.

Dans le cas d'un servo-moteur à commande d'induit, on détermine k_{am} de l'expression (2.7):

$$k_{am} = \frac{dM^r}{d\omega^r} = -1. \tag{2.10}$$

De (2.10) il s'ensuit que la valeur et le signe de k_{am} ne dépendent ni de la vitesse du rotor ni du facteur de signal.

Le *coefficient de proportionnalité entre le couple au démarrage et la tension de commande* a la forme

$$k_p = dM_d/dU_{com}. \tag{2.11a}$$

En cas de commande d'induit il est déterminé à partir de l'expression (2.8)

$$k_p = dM_d/d\alpha = 1 \tag{2.11b}$$

et ne dépend pas du facteur de signal.

Le *gain d' amplification statique* des servo-moteurs de faible puissance se détermine comme suit

$$k = d\omega/dU_{com}. \tag{2.12a}$$

Pour une caractéristique de réglage linéaire il est constant et numériquement égal à la tangente de la pente de celle-ci. En cas de commande d'induit de l'expression (2.7) on obtient

$$k = d\omega^r/d\alpha = 1. \tag{2.12b}$$

Dans ce cas le gain d'amplification statique ne dépend pas du couple sur l'arbre.

La puissance mécanique utile du servo-moteur de faible puissance (en watts) se détermine selon la formule

$$P_2 = M_2\omega, \tag{2.13}$$

où M_2 est le couple utile sur l'arbre qui est inférieur au couple moteur M d'une valeur égale au couple en marche à vide correspondant aux pertes de puissance par frottement et dans le circuit magnétique.

Dans les moteurs à courant continu la puissance P_2 est produite, on le sait, par la puissance électrique consommée par l'induit. En cas de commande d'induit, cette puissance joue le rôle de puissance de commande et constitue 80 à 95 % de la puissance consommée globale P_1 (les chiffres moindres se rapportent à des moteurs d'une plus faible puissance). La puissance de commande (en watts)

$$P_{com} = U_{com} I_{com} \qquad (2.14)$$

augmente avec le facteur de signal et le couple de charge sur l'arbre. Une puissance de commande importante constitue un inconvénient des servo-moteurs à commande d'induit car ceux-ci ont besoin de sources de signaux de commande puissantes (amplificateurs électroniques, magnétiques, etc.).

Dans les servo-moteurs à commande d'induit la puissance consommée par les enroulements inducteurs devient la puissance d'excitation

$$P_{exc} = U_{exc}^2 / R_1, \qquad (2.15)$$

où R_1 est la résistance aux bornes de l'enroulement inducteur.

Cette puissance reste constante pour n'importe quel facteur de signal, elle ne dépend pas de la charge et est dissipée entièrement sous la forme de pertes Joule. Vu la grande résistance aux bornes de l'enroulement inducteur devant celle aux bornes de l'induit, la puissance d'excitation constitue une part négligeable de la puissance consommée totale P_1:

$$P_1 = P_{com} + P_{exc}. \qquad (2.16)$$

La commande d'induit appliquée aux servo-moteurs à courant continu de faible puissance rend impossible l'apparition de l'emballement spontané. En l'absence de signal de commande le courant dans l'induit et, par conséquent, le couple moteur sont nuls et le rotor s'arrête.

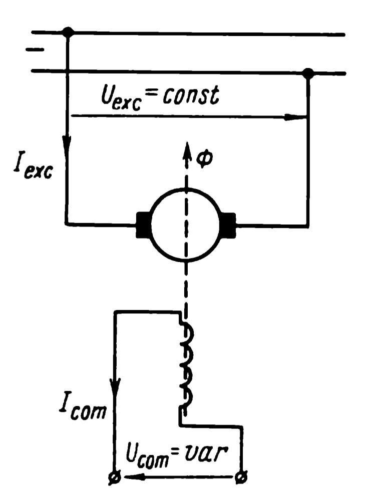


Fig. 2.12. Schéma de couplage d'un servo-moteur à courant continu à commande d'inducteur.

Commande d'inducteur

Dans les servo-moteurs de faible puissance à commande d'inducteur la fonction d'enroulement de commande revient à l'enroulement inducteur et l'enroulement d'induit se trouve alors de façon permanente sous tension nominale en provenance d'une source d'alimentation autonome (fig. 2.12). Cette tension joue le rôle de tension d'excitation U_{exc}. La commande de la vitesse de l'induit se réalise par la

variation de la tension de commande U_{com} aux bornes de l'enroulement inducteur.

En examinant les caractéristiques on admet que le circuit magnétique est non saturé et que la réaction d'induit est absente.

Le flux magnétique de la machine Φ varie proportionnellement à la tension de commande. Le facteur de signal étant arbitraire, le flux $\Phi_\alpha = \alpha\Phi$, où Φ est la valeur du flux pour $\alpha = 1$.

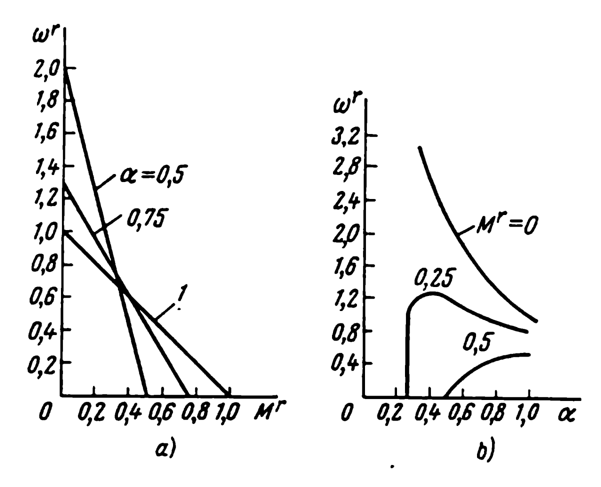


Fig. 2.13. Caractéristiques mécaniques (*a*) et de réglage (*b*) d'un servo-moteur à commande d'inducteur.

L'équation de la caractéristique mécanique (en unités absolues) d'un servo-moteur à commande d'inducteur s'exprime alors en vertu de (2.1) et (2.2)

$$\omega = \frac{U_{nom}}{\alpha k\Phi} - \frac{R_r}{(\alpha k\Phi)^2} M = \frac{\omega_0}{\alpha} - \frac{R_r}{(\alpha k\Phi)^2} M. \tag{2.17}$$

En divisant les deux membres de l'équation (2.17) par ω_0 et en transformant l'expression obtenue compte tenu de (2.6) on obtient

$$\omega^r = \frac{\omega}{\omega_0} = \frac{\alpha - M^r}{\alpha^2}. \tag{2.18}$$

Le facteur de signal α étant constant, l'expression (2.18) sert d'équation régissant la caractéristique mécanique, et lorsque le couple moteur M^r est lui aussi constant, elle devient l'équation de la caractéristique de réglage du servo-moteur à commande d'inducteur. Les caractéristiques mécanique et de réglage correspondant à un servo-moteur à commande d'inducteur et calculées selon (2.18) sont représentées sur la fig. 2.13.

De (2.18) il résulte que pour un servo-moteur à commande d'inducteur les caractéristiques mécaniques sont linéaires (fig. 2.13, *a*). Compte tenu de (2.10) et (2.18) le coefficient d'amortissement interne

devient

$$k_{am} = -\alpha^2, \tag{2.19}$$

il est toujours négatif pour toute valeur du facteur de signal (fig. 2.14,*a*). La stabilité statique de fonctionnement du moteur est donc assurée pour n'importe quelle tension de commande et dans toute la gamme de vitesses de fonctionnement. La diminution du facteur de signal entraîne celle de la stabilité et de la rigidité des caractéristiques mécaniques.

La valeur du couple au démarrage en unités relatives est égale, tout comme dans le cas de commande d'induit, au facteur de signal,

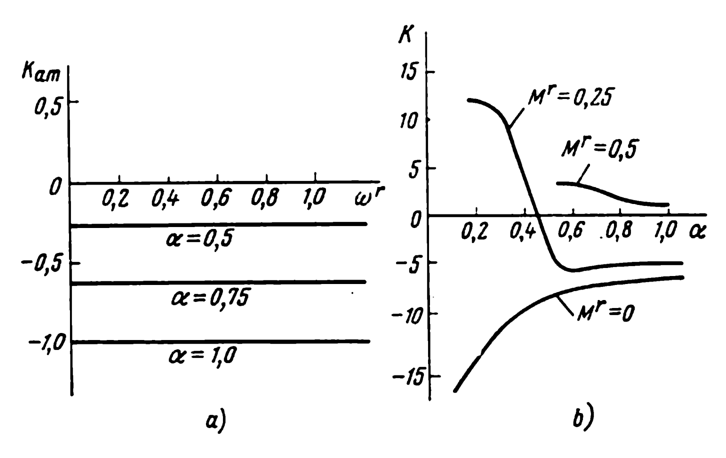


Fig. 2.14. Représentation graphique des coefficients d'amortissement internes (*a*) et des gains d'amplification (*b*) d'un servo-moteur à commande d'inducteur.

c'est-à-dire elle est directement proportionnelle à la tension de commande. Le coefficient de proportionnalité du couple au démarrage $k_d = 1$.

Les caractéristiques de réglage (cf. fig. 2.13, *b*) des moteurs à commande d'inducteur ne sont pas linéaires. Le couple de charge étant petit, elles ne sont pas univoques, c'est-à-dire une même vitesse correspond à deux valeurs du facteur de signal. La non-univocité disparaît et la linéarité s'améliore quelque peu à condition que le couple $M^r \geqslant 0,5$.

Le gain d'amplification statique tiré du servo-moteur à commande d'inducteur est une fonction non linéaire du facteur de signal (fig. 2.14,*b*), car son expression selon (2.12) et (2.18) a la forme

$$k = \frac{2M^r - \alpha}{\alpha^3}. \tag{2.20}$$

La particularité des caractéristiques de réglage des micromoteurs à commande d'inducteur consiste également dans le fait que la vitesse de marche à vide idéale ($M^r = 0$) tend vers l'infini lorsque le facteur de signal tend vers zéro. Dans les moteurs réels, cette vitesse est limitée car à l'arbre sont toujours appliqués les couples

dus au frottement des balais sur le collecteur, dans les paliers et du rotor dans l'air. Toutefois, lorsque ces couples sont faibles, la vitesse peut dépasser nettement la valeur admissible du point de vue de sa résistance mécanique (emballement du micromoteur). Dans ces conditions, si la tension de commande est nulle, le couple moteur apparaît sous l'effet de l'interaction du flux dû au magnétisme rémanent des pôles et du courant d'induit. Ainsi, la commande d'inducteur permet, théoriquement parlant, un emballement spontané du servo-moteur. Si le couple résistant sur l'arbre est supérieur au couple moteur dû au magnétisme rémanent, le rotor s'arrête.

La puissance de commande est celle consommée par l'enroulement inducteur (en watts),

$$P_{com} = U^2_{com}/R_1, \tag{2.21}$$

et qui ne dépasse ordinairement pas 5 à 20 % de la puissance totale consommée par le moteur.

* * *

L'analyse ci-dessus des schémas de couplage et des courbes caractéristiques permet de comparer les modes de commande continue des servo-moteurs à courant continu de faible puissance.

Les avantages présentés par les servo-moteurs à commande d'induit sont :

1) linéarité et univocité des caractéristiques de réglage pour n'importe quelle valeur du couple;

2) stabilité du gain d'amplification statique;

3) rigidité stable des caractéristiques mécaniques pour des valeurs différentes du signal de commande;

4) coefficient d'amortissement interne plus important pour n'importe quelle valeur de la tension de commande, d'où une plus courte durée des processus électromécaniques transitoires (mise en vitesse, inversion de marche, etc.);

5) courant à travers le contact balais — collecteur ne passant qu'à la rotation du rotor, ce qui prévient le grillage du collecteur par échauffement local accidentel, l'induit étant immobile;

6) inductance de l'enroulement d'induit sensiblement inférieure à celle de l'enroulement inducteur (un nombre de spires plus petit), ce qui assure la grande rapidité des processus électromagnétiques transitoires;

7) impossibilité de l'emballement spontané.

Le servo-moteur à commande d'inducteur exige vis-à-vis de son homologue à commande d'induit une puissance de commande nettement plus faible.

Grâce aux avantages importants présentés par la commande d'induit celle-ci est employée dans la plupart des schémas de montage.

Comme il a été noté, les équations régissant les caractéristiques mécaniques et de réglage des servo-moteurs à courant continu de faible puissance ont été obtenues sans tenir compte de la réaction

d'induit. Dans la machine réelle la linéarité des caractéristiques mécaniques et de réglage est compromise sous l'effet démagnétisant de la réaction d'induit.

Avec la diminution de la puissance des servo-moteurs à courant continu sans contact la rigidité de leurs caractéristiques mécaniques diminue elle aussi, car dans ces conditions augmente la résistance aux bornes de l'enroulement d'induit.

Notons pour conclure certaines particularités des caractéristiques mécaniques et de réglage des servo-moteurs à courant continu sans contact pour le cas de commande d'induit. Dans ces micromoteurs la section de commutation de l'enroulement d'induit possède un nombre de spires nettement plus grand que celle des machines à collecteur à contact glissant, et les équations de leurs caractéristiques mécaniques et de réglage devraient semble-t-il tenir compte de la F.E.M. d'auto-induction créée dans la section de commutation. Toutefois, la plupart des micromoteurs sans contact possèdent une excitation magnéto-électrique. L'aimant permanent du rotor présente une faible perméabilité et l'inductance des sections de l'enroulement d'induit est donc négligeable. Pratiquement les caractéristiques mécaniques et de réglage restent toujours linéaires, tout comme dans les micromoteurs à collecteur.

En cas d'utilisation dans de tels micromoteurs d'une excitation électromagnétique, la F.E.M. d'auto-induction peut provoquer une non-linéarité considérable des caractéristiques.

Commande par impulsions

Les servo-moteurs des systèmes de régulation automatique de faible puissance utilisent de plus en plus souvent une commande par impulsions. Le principe de commande par impulsions consiste à régler la vitesse du rotor non pas à l'aide de la variation de la tension de commande appliquée en permanence à l'induit du moteur, mais par variation du temps pendant lequel on applique la tension nominale. Autrement dit, le micromoteur commandé par impulsions se voit attaquer par des impulsions de tension de commande à amplitude constante $U_{\text{com. nom}}$, d'où vient que son fonctionnement est constitué par des périodes alternatives de mise en vitesse et de freinage. Si ces périodes sont courtes par rapport à la durée totale de mise en vitesse et de freinage du rotor, la vitesse de celui-ci ω n'arrive pas, vers la fin de chaque période, à atteindre les valeurs réglées, et on voit alors s'établir une certaine vitesse moyenne ω_{moy}. La valeur de ω_{moy}, le couple de charge et la tension d'excitation étant constants, est déterminée univoquement par la durée relative de mise sous tension

$$\tau = t_1/T_1,$$

où t_1 est la durée d'impulsion ; T_1 la période d'impulsion (fig. 2.15).

La vitesse du rotor augmente avec la durée relative des impulsions.

La commande par impulsions fait que la valeur instantanée de la vitesse du rotor oscille de façon continue dans une plage déterminée. L'amplitude des oscillations est d'autant plus petite que le rapport de la constante électromécanique du moteur (caractéristiques d'inertie du moteur) à la période de répétition des impulsions est plus grand. Avec l'augmentation de la fréquence des impulsions de commande et l'accroissement de la constante de temps électromécanique l'amplitude des oscillations de la vitesse diminue. Dans ces conditions, la valeur moyenne de la vitesse reste constante.

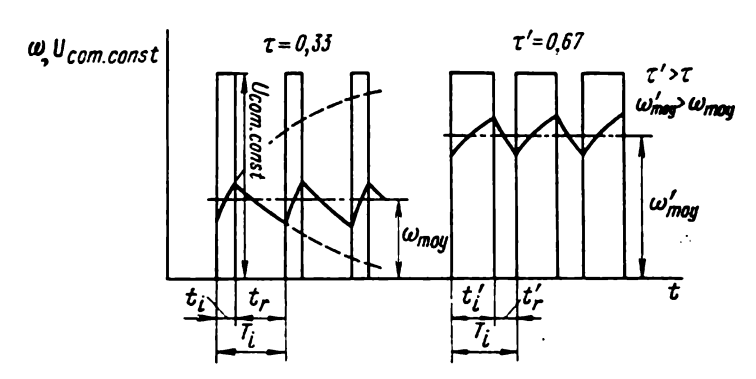


Fig. 2.15. Diagrammes des vitesses en cas de commande par impulsions.

Pour que la vitesse du rotor soit déterminée univoquement par la valeur de la durée relative des impulsions le rotor doit être freiné pendant la mise hors tension (repos t_r). Ce freinage peut être aussi bien mécanique qu'électrique.

Si cette condition n'est pas remplie, la vitesse du rotor augmentera, pour toute valeur de τ, de façon continue jusqu'à ce qu'elle atteigne la valeur de la vitesse de marche à vide, car au cours de l'impulsion la vitesse augmente, alors que pendant le repos elle reste pratiquement constante.

La durée relative des impulsions τ étant constante, la valeur moyenne de la vitesse sera fonction de la valeur du couple de charge et de la tension d'excitation. Cela s'explique par le fait qu'avec la variation du couple de charge et de la tension d'excitation la valeur réglée de la vitesse du rotor varie elle aussi. Ainsi, la commande par impulsions permet, au moyen de la variation de la durée relative des impulsions, de régler dans de larges limites la vitesse moyenne du rotor.

Les principaux schémas de montage utilisant la commande par impulsions sont ceux dans lesquels les contacts de commande des relais électromagnétiques (fig. 2.16, *a*) ou les relais sans contact (transistor de la fig. 2.16, *c*) sont conçus de façon à pouvoir, au cours d'une partie du cycle, connecter l'induit directement à la source d'alimentation et créer ainsi un couple positif (mise en vitesse)

et, au cours de l'autre partie du cycle, déconnecter l'induit de la source d'alimentation (le montage est utilisé en cas de freinage mécanique) ou commuter l'induit en insérant dans son circuit la résistance $R_{fr.d}$ pour assurer le freinage dynamique (fig. 2.16, *b*).

Examinons les caractéristiques mécaniques et de réglage d'un servo-moteur à courant continu commandé par impulsions selon le schéma de la fig. 2.16, *a*, le freinage étant assuré par le couple résistant statique M_{st} sur l'arbre. On entend par la caractéristique mécanique d'un micromoteur une relation entre la vitesse de rotation moyenne réglée et le couple résistant statique, la durée relative

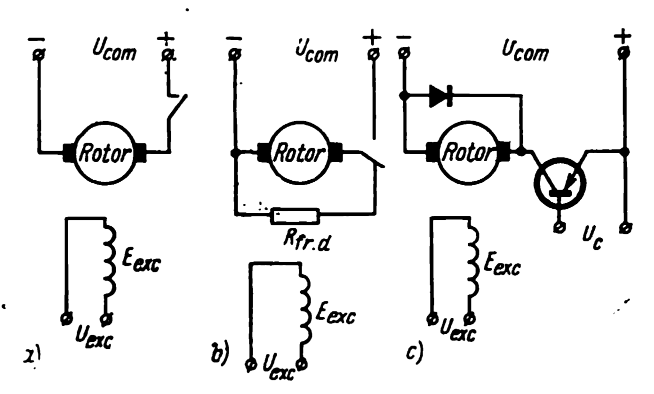


Fig. 2.16. Schémas de couplage de servo-moteurs à courant continu commandés par impulsions.

des impulsions τ étant constante. La caractéristique de réglage est la relation entre la vitesse de rotation moyenne réglée et la durée relative des impulsions τ, le couple statique sur l'arbre du moteur étant constant.

Pendant le réglage, lorsque l'amplitude des oscillations de la vitesse instantanée est faible, la variation du couple moteur dans l'intervalle t_1 peut être négligée. Dans ces conditions, pendant les périodes d'accélération $\Delta\omega_a^r$ et de freinage $\Delta\omega_{fr}^r$, la variation de la vitesse du rotor s'effectue selon une loi linéaire et se détermine par les relations

$$\Delta\omega_a^r = \frac{M_{moy}^r - M_{st}^r}{J} t_1 c_M,$$

$$\Delta\omega_{fr}^r = -\frac{M_{st}^r}{J} t_r c_M.$$

où M_{moy}^r est la valeur moyenne du couple moteur dans l'intervalle t_1, exprimée en unités relatives; M_{st}^r le couple résistant statique sur l'arbre en unités relatives; J le moment d'inertie; $c_M = M_d/\omega_0$ la constante géométrique.

En régime établi

$$\Delta\omega_a^r = -\Delta\omega_{fr}^r,$$

ou

$$c_M \frac{M^r_{moy} - M^r_{st}}{J} t_1 = c_M \frac{M^r_{st}}{J} t_r. \qquad (2.22)$$

La valeur de M^r_{moy} correspondant à la vitesse moyenne réglée ω^r_{moy} peut être définie compte tenu de l'expression (2.7) pour $\alpha = 1$, car l'amplitude des impulsions est égale à la tension de commande nominale:

$$M^r_{moy} = 1 - \omega^r_{moy}.$$

En mettant l'expression obtenue dans (2.22) et après les transformations on a

$$\omega^r_{moy} = 1 - \frac{M^r_{st}}{\tau}. \qquad (2.23)$$

L'expression (2.23) pour τ = const définit l'équation de la caractéristique mécanique, alors que pour M^r_{st} = const elle définit

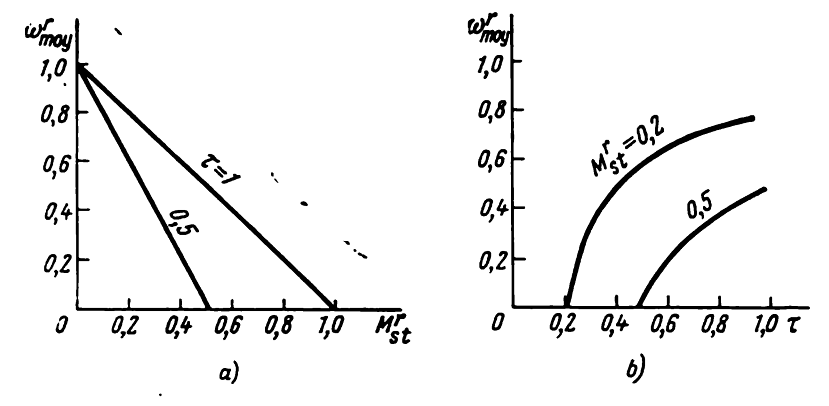


Fig. 2.17. Caractéristiques mécaniques (*a*) et de réglage (*b*) d'un servo-moteur à courant continu commandé par impulsions.

l'équation de la caractéristique de réglage. L'examen de l'expression (2.23) permet d'arriver à une série de conclusions.

1. Les caractéristiques mécaniques (fig. 2.17, *a*) sont linéaires et partent d'un point commun correspondant au fonctionnement en marche à vide ($\omega^r_{moy} = 1$, $M^r_{st} = 0$). La rigidité des caractéristiques mécaniques décroît avec la diminution de τ.

2. Les caractéristiques de réglage (fig. 2.17, *b*) ne sont pas linéaires. Le réglage n'est possible que pour $M^r_{st} > 0$, car pour $M^r_{st} = 0$ la valeur réglée de la vitesse moyenne $\omega^r_{moy} = 1$ pour toute valeur de τ.

3. Le démarrage du micromoteur ($\omega^r_{moy} > 0$) n'est assuré que sous réserve de satisfaire à l'inégalité $\tau > M^r_{st}$.

Les caractéristiques mécaniques et de réglage de n'importe quel autre schéma de commande par impulsions se prêtent également à un

tel examen. Il est à noter qu'une grande linéarité des caractéristiques de réglage au cours des repos peut être atteinte dans les montages utilisant le freinage électrique.

L'avantage principal de la commande par impulsions consiste en une plus petite valeur de la puissance de commande moyenne par suite de la diminution du courant de commande moyen suivant le temps. Toutefois, dans le cas général, ces organes de commande sont plus difficiles à réaliser que la commande continue car dans les montages de commande automatique le signal est le plus souvent continu et doit donc être transformé en un train d'impulsions. Le procédé par impulsions offre bien des avantages pour la commande des micromoteurs à courant continu sans contact qui sont dotés d'un commutateur à transistors.

§ 2.4. CARACTÉRISTIQUES DYNAMIQUES DES SERVO-MOTEURS À COURANT CONTINU

Dans les servo-moteurs à courant continu de faible puissance la rapidité des processus électromagnétiques transitoires est nettement supérieure à celle des processus électromécaniques. Ainsi, pour analyser les propriétés dynamiques des servo-moteurs au cours des processus transitoires on fait appel à l'équation d'équilibre des couples

$$M = M_{st} + J\frac{d\omega}{dt}, \qquad (2.24)$$

où M est le couple moteur; M_{st} le couple résistant statique sur l'arbre; J le moment d'inertie du rotor.

Pour simplifier l'analyse posons $M_{st} = 0$. Alors

$$M = J\frac{d\omega}{dt}. \qquad (2.25)$$

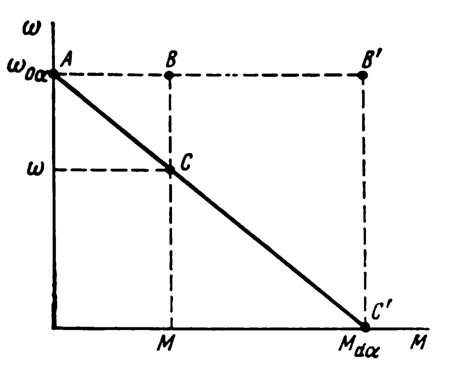


Fig. 2.18. Caractéristique mécanique d'un servo-moteur à courant continu pour n'importe quelle valeur du facteur de signal α.

L'expression (2.25) montre que la variation de la vitesse du rotor ω dans le temps est régie par la loi de variation du couple moteur en fonction de la vitesse, c'est-à-dire par la caractéristique mécanique.

Examinons la caractéristique mécanique d'un servo-moteur à courant continu pour une certaine valeur du facteur de signal α (fig. 2.18). Prenons sur cette caractéristique un point quelconque C aux coordonnées: couple M et vitesse ω. Les triangles ABC et $AB'C'$ étant semblables, on obtient donc

$$\frac{M}{\omega_{0\alpha} - \omega} = \frac{M_{d\alpha}}{\omega_{0\alpha}}. \qquad (2.26)$$

où $\omega_{0\alpha}$ et $M_{d\alpha}$ sont les valeurs de la vitesse de marche à vide et du couple au démarrage pour le facteur de signal α.

Résolvons l'équation (2.26) par rapport à M, substituons dans (2.25) et obtenons l'équation différentielle pour la vitesse du rotor

$$J\frac{\omega_{0\alpha}}{M_{d\alpha}}\cdot\frac{d\omega}{dt}+\omega=\omega_{0\alpha}. \tag{2.27}$$

En cas de commande d'induit et compte tenu de (2.7)

$$\omega_{0\alpha}=\alpha\omega_0; \tag{2.28}$$

$$M_{d\alpha}=\alpha M_d. \tag{2.29}$$

L'équation (2.27) prend alors la forme

$$J\frac{\omega_0}{M_d}\cdot\frac{d\omega}{dt}+\omega=\alpha\omega_0. \tag{2.30}$$

En cas de commande d'inducteur, la valeur de $M_{d\alpha}$ peut être déterminée à partir de l'expression (2.29), et celle de $\omega_{0\alpha}$, de l'expression (2.18):

$$\omega_{0\alpha}=\frac{1}{\alpha}\omega_0. \tag{2.31}$$

Substituons (2.29) et (2.31) dans (2.27) et obtenons

$$J\frac{\omega_0}{M_d\alpha^2}\cdot\frac{d\omega}{dt}+\omega=\alpha\frac{\omega_0}{\alpha^2}. \tag{2.32}$$

Des équations (2.30) et (2.32) il s'ensuit que si l'on admet pour grandeur d'entrée le facteur de signal α, et pour celle de sortie la vitesse du rotor ω, le servo-moteur à courant continu constitue un système apériodique du premier ordre. Le coefficient de la dérivée de vitesse dans ces équations est la constante de temps dont dépend la rapidité de réponse du servo-moteur. Vu que cette constante dépend essentiellement des paramètres mécaniques on l'appelle constante de temps électromécanique du servo-moteur T_M. La constante de temps électromécanique c'est le temps pendant lequel le rotor d'un moteur non chargé présentant un moment d'inertie J se met en vitesse à partir de l'état immobile et développe une vitesse idéale de marche à vide, le couple moteur étant constant et égal au couple au démarrage. En cas de commande d'induit la constante T_M se détermine à partir de l'expression

$$T_M=J\frac{\omega_0}{M_d}, \tag{2.33}$$

et pour les moteurs à commande d'inducteur

$$T_M=J\frac{\omega_0}{M_d\alpha^2}, \tag{2.34}$$

où

$$\frac{\omega_0}{M_d}=\frac{1}{k_{am}}=\frac{R_r}{(k\Phi)^2}.$$

Des expressions (2.33) et (2.34) on peut tirer la conclusion suivante: la constante de temps électromécanique est directement proportionnelle au moment d'inertie du rotor, à la vitesse de marche à vide et inversement proportionnelle au couple au démarrage. En cas de commande d'induit la valeur de T_M ne dépend pas du facteur de signal et dans le cas de commande d'inducteur elle augmente avec la diminution du signal. Cette dernière considération s'explique par

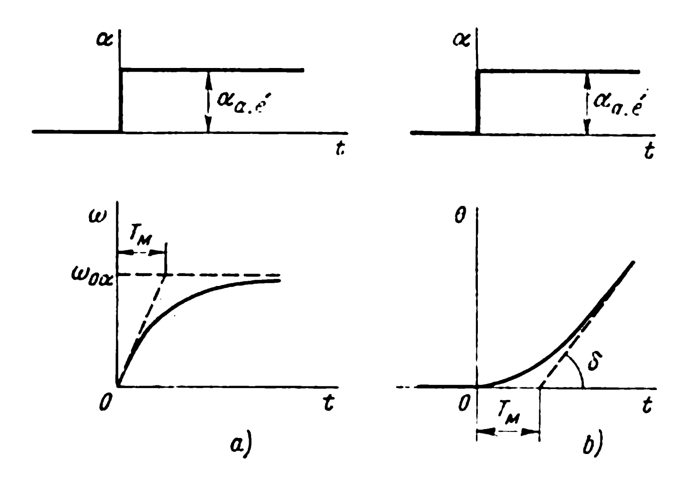


Fig. 2.19. Caractéristiques transitoires d'un servo-moteur à courant continu à commande d'induit.

la diminution de la rigidité des caractéristiques mécaniques. La constante T_M ne dépend pas non plus du couple de charge sur l'arbre du moteur.

Les coefficients ω_0 et ω_0/α^2, pour un facteur de signal de commande α dans les seconds membres des équations (2.30) et (2.32), constituent les gains d'amplification statiques du moteur pour les cas de commande d'induit et d'inducteur respectivement. Si la vitesse figurant dans les équations s'exprime en unités relatives les valeurs des gains d'amplification se déterminent d'après les expressions (2.12b) et (2.20) pour $M^r = 0$, car les équations (2.30) et (2.32) elles-mêmes sont établies pour le régime de marche à vide.

La solution des équations (2.30) et (2.32) a la forme

$$\omega = \omega_0 \left(1 - e^{-\frac{t}{T_M}}\right). \qquad (2.35)$$

L'expression (2.35) est l'équation de la caractéristique transitoire, c'est-à-dire du diagramme de la variation dans le temps de la grandeur de sortie ω lorsqu'à l'entrée est appliqué un certain signal constant α_s (fig. 2.19, *a*). La fonction de transfert correspondant

aux équations (2.30) et (2.32) est

$$W(p)=\frac{k}{T_{\text{M}}p+1}, \tag{2.36}$$

c'est-à-dire elle correspond à un système apériodique.

Si l'on examine en tant que grandeur de sortie d'un servo-moteur à courant continu non la vitesse mais l'angle de rotation du rotor θ ($d\theta/dt = \omega$) le moteur est alors un système intégrateur à inertie, c'est-à-dire la valeur de θ est proportionnelle à l'intégrale de la grandeur d'entrée (facteur de signal α) suivant le temps. Cela se voit de l'expression établie à partir des équations (2.30) et (2.32) compte tenu de (2.33) et (2.34):

$$T_{\text{M}}\cdot\frac{d^2\theta}{dt^2}+\frac{d\theta}{dt}=k\alpha. \tag{2.37}$$

Les valeurs de T_{M} et k dans (2.37) sont choisies en fonction du mode de commande. Dans ces conditions, l'équation de la caractéristique transitoire dont la courbe est représentée sur la fig. 2.19, *b* est établie comme solution de l'équation différentielle (2.37):

$$\theta=k\alpha_s\left[t-T_{\text{M}}\left(1-e^{-\frac{t}{T_{\text{M}}}}\right)\right]. \tag{2.38}$$

La fonction de transfert d'un servo-moteur à courant continu correspondant à l'équation (2.37) est de la forme

$$W(p)=\frac{k}{p\,(T_{\text{M}}p+1)}. \tag{2.39}$$

Des équations (2.30), (2.32) et (2.37) il résulte que les propriétés dynamiques du servo-moteur à courant continu dépendent sensiblement de la valeur de la constante de temps électromécanique. Les caractéristiques du servo-moteur se rapprochent d'autant plus du système sans inertie idéal que la constante T_{M} est plus petite. La diminution de T_{M} entraîne l'augmentation de la rapidité de réponse du servo-moteur, c'est-à-dire la réduction de l'intervalle de temps entre la variation du signal aux bornes de l'enroulement de commande et le moment où la vitesse ou l'angle de rotation du rotor atteignent des valeurs données.

Les mesures principales à prendre en vue de diminuer T_{M} sont:

1) réduction du moment d'inertie du rotor. Si dans les servo-moteurs à rotor en tambour la constante T_{M} est comprise entre 0,035 et 0,15 s, dans les servo-moteurs à rotor amagnétique cylindrique elle est plus faible et se situe entre 0,015 et 0,02 s (moteurs du type ДПР), et chez leurs homologues à rotor à disques, entre 0,005 et 0,02 s (moteurs de la série ПЯ);

2) augmentation du couple au démarrage que l'on obtient en améliorant la conception, en utilisant des matériaux magnétiques de meilleure qualité et en rendant, enfin, plus grande la densité de courant dans les enroulements.

L'analyse des caractéristiques dynamiques d'un servo-moteur à courant continu a été effectuée sans tenir compte de la constante de temps électromagnétique dont dépend la vitesse des processus électromagnétiques transitoires dans l'enroulement de commande. Toutefois, lorsque la constante de temps électromagnétique est commensurable avec la constante électromécanique (servo-moteurs à excitation électromagnétique sans contact à petit nombre de sections, servo-moteurs à faible inertie à commande d'inducteur, etc.), il est à tenir compte, lors de l'examen des caractéristiques dynamiques, de la constante de temps électromagnétique.

§ 2.5. MICROMOTEURS À COLLECTEUR UNIVERSELS

On appelle micromoteurs à collecteur universels (fig. 2.20) les micromoteurs qui peuvent fonctionner tant en courant continu qu'en courant alternatif monophasé. La conception du micromoteur à collecteur universel ne présente pas de différences de principe par rapport à un micromoteur à collecteur à courant continu sauf une seule exception, à savoir: tout le circuit magnétique (le stator et le rotor)est constitué par un empilage de tôles et l'enroulement d'excitation est fractionné. L'emploi de l'empilage de tôles pour la confection du stator et du rotor est conditionné par le fait que lors du fonctionnement en alternatif tous les deux sont traversés par des flux magnétiques alternatifs provoquant des pertes dans le fer considérables. La mise de l'enroulement d'excitation en section se détermine par la nécessité de faire varier le nombre de spires de cet enroulement en vue de rapprocher les courbes de travail au cours du fonctionnement du micromoteur en courant continu et alternatif.

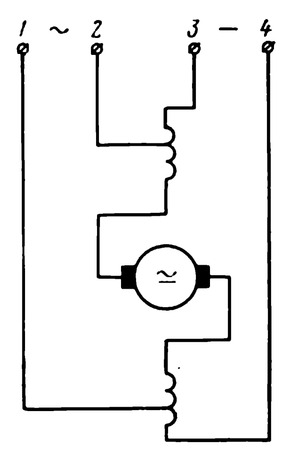


Fig. 2.20. Schéma de couplage d'un micromoteur à collecteur universel.

Le micromoteur à collecteur universel peut être à excitation shunt, série et indépendante.

A l'heure actuelle, les micromoteurs à collecteur universels utilisent de préférence l'excitation série. L'enroulement d'excitation est divisé en deux parties connectées de part et d'autre de l'induit. Un tel couplage appelé équilibrage des enroulements permet de diminuer les parasites produits par le moteur et gênant la réception radio.

Le fonctionnement du micromoteur à collecteur universel ne diffère en rien de celui d'un micromoteur à courant continu utilisant l'excitation série. Le fonctionnement en courant alternatif présente toute une série de particularités.

1) Lorsque le moteur est alimenté sur secteur à courant alternatif, le courant d'induit et le flux d'excitation varient suivant une loi

sinusoïdale :

$$i = I_{max} \sin(\omega_1 t + \beta);$$
$$\varphi = \Phi_{max} \sin \omega_1 t,$$

où i et I_{max} sont les valeurs instantanée et maximale du courant; β, le déphasage entre le flux d'excitation et le courant d'induit; φ et Φ_{max}, les valeurs du flux instantanée et maximale; ω_1, la fréquence angulaire du courant.

La valeur instantanée du couple moteur m est définie par l'expression

$$m = k\varphi i = k\frac{\Phi_{max} I_{max}}{2}[\cos\beta - \cos(2\omega_1 t + \beta)], \qquad (2.40)$$

où k est déterminé d'après l'expression (2.3).

Les variations du courant i dans le temps, du flux magnétique φ et du couple moteur m sont représentées sur la fig. 2.21. On voit

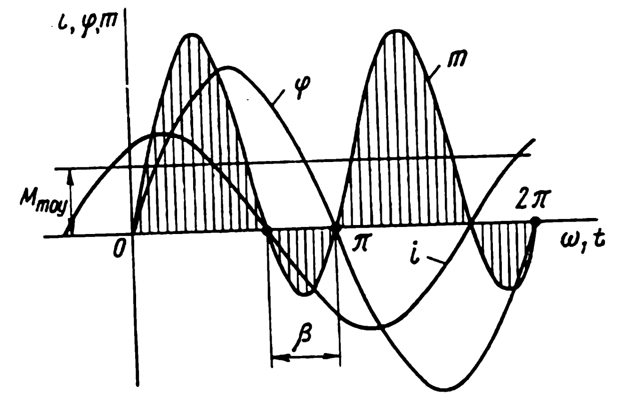


Fig. 2.21. Courbes de courant, de flux magnétique et de couple d'un micromoteur à collecteur universel.

sur cette figure que, pendant la plus grande partie de la période, le sens du couple moteur m reste constant car, simultanément avec le flux magnétique créé par les pôles, le courant d'induit change également de sens. Toutefois, dans certains intervalles de temps conditionnés par le déphasage entre le courant d'induit et le flux inducteur, le couple devient négatif et le rotor ralentit.

Vu la grande fréquence d'oscillation du couple moteur dansle temps et l'inertie importante des pièces en rotation, l'instabilité du couple moteur n'exerce pratiquement pas d'influence sur le fonctionnement du moteur.

La valeur moyenne du couple moteur est déterminée par l'intégration de l'expression (2.40):

$$M = \frac{2}{T}\int_0^{\frac{T}{2}} m\,dt = k\Phi I\cos\beta, \qquad (2.41)$$

où I et Φ sont les valeurs efficaces du courant et du flux magnétique ; T, la période du courant.

Ainsi, dans le cas d'alimentation sur secteur alternatif, le couple moteur développé par le moteur à collecteur universel dépend non seulement de la valeur du flux d'excitation et du courant, comme dans le cas d'alimentation sur secteur continu, mais également du déphasage entre ces deux grandeurs. Pour atteindre le couple maximal il est nécessaire que le flux magnétique d'excitation et le courant d'induit coïncident en phase, c'est-à-dire $\beta = 0$ et $\cos\beta = 1$.

C'est pourquoi, pour créer un couple moteur suffisant et satisfaire à la condition $\beta \approx 0$ on doit obligatoirement utiliser dans les moteurs à excitation shunt et indépendante des circuits déphaseurs spéciaux.

2. Les caractéristiques du micromoteur à collecteur universel fonctionnant en courant alternatif sont quelque peu inférieures à celles d'un moteur alimenté sur secteur continu. La cause en est que la valeur du courant et sa phase subissent, en cas de fonctionnement en alternatif, une grande influence des inductances des enroulements d'induit et inducteur. Cette influence se traduit notamment par le fait que, lors de l'alimentation sur secteur alternatif, la caractéristique mécanique présente une allure série plus accentuée surtout en cas de charges importantes (traits pleins de la fig. 2.22).



Fig. 2.22. Caractéristiques mécaniques d'un micromoteur à collecteur universel.

Comme il a été noté, pour faire rapprocher les courbes caractéristiques (cf. fig. 2.20) l'enroulement d'excitation de ces micromoteurs est du type fractionné. Dans ces conditions, lors du fonctionnement en courant alternatif, on met sous tension (bornes *1* et *2*) un plus petit nombre de spires de l'enroulement d'excitation que dans le cas d'alimentation sur secteur continu (bornes *3* et *4*). La réduction du nombre de spires de l'enroulement d'excitation provoque une diminution du flux magnétique et une augmentation de la vitesse du rotor. La caractéristique mécanique se déplace alors légèrement vers le haut sans que sa rigidité en varie pour autant (trait interrompu de la fig. 2.22). Le rapport des nombres de spires mises sous tension pour les deux modes d'alimentation doit être tel que les caractéristiques se rapprochent au maximum l'une de l'autre à la charge nominale M_n ou à des charges voisines de la nominale.

Lors du fonctionnement en alternatif le courant du micromoteur à collecteur universel à nombre réduit de spires de l'enroulement d'excitation est plus grand, pour une seule et même puissance sur l'arbre, que dans le cas d'alimentation sur secteur continu d'une

valeur égale à la composante réactive du courant. Les pertes de puissance sont plus importantes elles aussi car des pertes dans le fer s'y ajoutent et on constate une augmentation de pertes dans les enroulements par suite de l'accroissement du courant absorbé.

3. Lors du fonctionnement en alternatif du micromoteur à collecteur universel, les conditions de commutation deviennent sensiblement plus mauvaises et le crachement aux balais augmente. Cela est dû au fait que la section de commutation est, dans ce cas, traversée par un flux magnétique d'excitation pulsatoire et une F.E.M. statique y est induite qui est définie par l'expression

$$E_{st} = 4{,}44\ f_1 w_c \Phi_{max}, \tag{2.42}$$

où w_c est le nombre de spires dans la section de commutation, f_1, la fréquence de courant.

La présence dans la section de commutation d'une F.E.M. statique non compensée provoque une mauvaise commutation et, en conséquence, l'apparition de parasites gênant la réception radio. En vue d'éliminer celles-ci on construit des micromoteurs à collecteur universels dotés de filtres sans arriver pourtant à supprimer entièrement ces parasites. Cela crée des limites d'emploi des micromoteurs à collecteur universels dont le domaine d'application essentiel sont les automatismes et les calculateurs.

Toutefois, ces moteurs sont assez largement répandus grâce aux avantages suivants:

1) ils fonctionnent aussi bien en courant continu qu'en alternatif;

2) quelle que soit la source d'alimentation, ils permettent un réglage simple, continu et dans une large plage de la vitesse du rotor par variation de la tension appliquée au moteur ou en insérant une résistance ohmique dans le circuit de l'induit ou de l'enroulement d'excitation;

3) à la fréquence industrielle ils permettent d'obtenir une très grande vitesse du rotor (jusqu'à 2000 rad/s), vitesse impossible pour les moteurs synchrones et asynchrones sans multiplicateur marchant à cette même fréquence.

Dans les systèmes d'automatisme, les calculateurs et les appareils, les micromoteurs à collecteur universels sont employés comme auxiliaires.

§ 2.6. SERVO-MOTEURS ASYNCHRONES. CONCEPTION ET PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

En tant que *servo-moteurs asynchrones* on utilise le plus souvent les moteurs asynchrones biphasés (fig. 2.23, *a*). Le stator de ces servo-moteurs porte deux enroulements à phases décalés dans l'espace: enroulement d'excitation E_{exc} et enroulement de commande E_{com}. La valeur ou la phase de la tension de commande et l'angle de décalage dans l'espace entre les enroulements déterminent la vitesse du rotor et la puissance mécanique développée par le servo-moteur.

Comparés aux micromoteurs asynchrones d'usage général, les servo-moteurs asynchrones présentent une résistance de rotor ohmique élevée. Ceci est dû à l'exigence d'assurer la stabilité statique de la caractéristique mécanique des servo-moteurs dans toute la gamme de vitesses de travail (glissement $s = 0$ à 1). De la théorie des machines asynchrones il s'ensuit que la stabilité de leur fonctionnement statique n'est possible que dans le domaine compris entre $s = 0$ et $s = s_{cr}$ (s_{cr} est le glissement critique). Par conséquent, la résistance de rotor ohmique d'un servo-moteur asynchrone doit

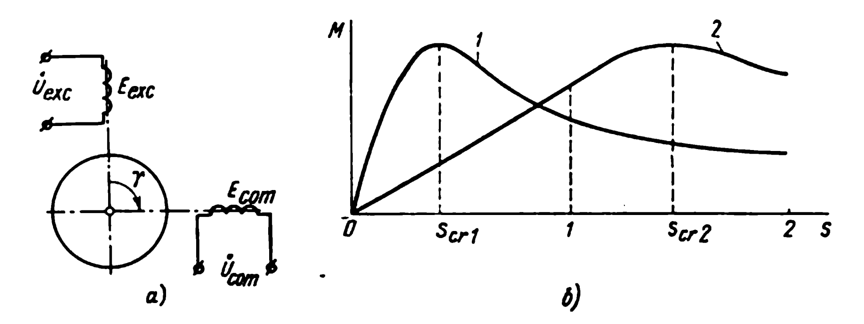


Fig. 2.23. Schéma et caractéristiques mécaniques d'un micromoteur asynchrone biphasé.

être telle que soit satisfaite la condition $s_{cr} \geqslant 1$. Le glissement critique des servo-moteurs asynchrones réels est ordinairement choisi en sorte que $s_{cr} = 3$ à 4.

Sur la fig. 2.23, *b* sont représentées les relations entre le couple moteur et le glissement d'un micromoteur asynchrone d'usage général (courbe *1*) et d'un servo-moteur asynchrone (courbe *2*).

De par la conception du rotor, on distingue trois types essentiels des servo-moteurs asynchrones: *à rotor en court-circuit du type à cage d'écureuil, à rotors cylindriques amagnétique et ferromagnétique.*

Les servo-moteurs asynchrones à rotor en cage d'écureuil ont la même conception qu'un moteur asynchrone triphasé à rotor identique. La seule différence consiste dans le fait qu'on commence aujourd'hui à les fabriquer sous forme de moteurs à conception du type « creux ». En cas de telle conception (fig. 2.24), l'alésage du stator est égal au diamètre extérieur des paliers. Cela permet d'usiner la surface intérieure du stator et les trous de paliers dans les flasques de paliers d'un seul montage sur une machine-outil. On arrive ainsi à diminuer l'excentricité du rotor dans l'alésage du stator, ce qui donne la possibilité de réduire la valeur minimale admissible de l'entrefer jusqu'à 0,03 à 0,05 mm. L'emploi d'un entrefer plus petit, pour les mêmes dimensions et valeur du flux magnétique, permet de diminuer le courant magnétisant et, par conséquent, les pertes électriques dans le stator et d'augmenter le rendement et le facteur de puis-

sance $\cos\varphi_1$. Par contre, à égalité des dimensions, de la composante magnétisante de la F.M.M. du stator et des pertes électriques dans l'enroulement statorique, c'est-à-dire dans les conditions d'échauffement du moteur identiques, la diminution de l'entrefer entraîne une augmentation de flux magnétique principal (en l'absence de saturation) et par là même du couple moteur.

En vue de diminuer la constante de temps électromécanique, on a mis au point et largement lancé dans les montages d'automatisme

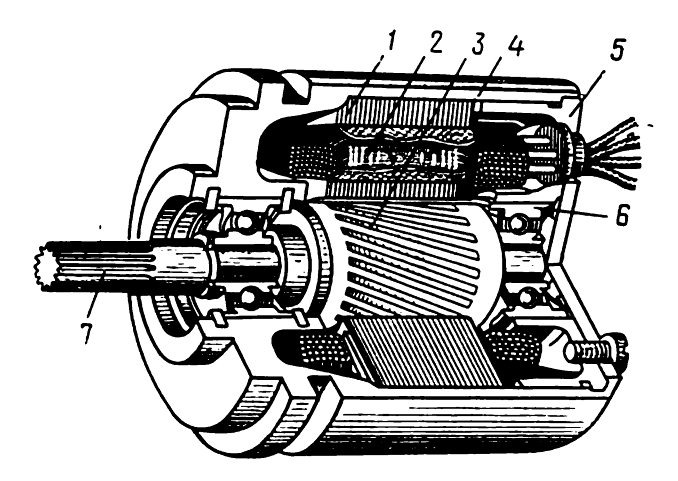


Fig. 2.24. Servo-moteur asynchrone du type creux à rotor en court-circuit à cage d'écureuil:

1 — armature du stator; *2* — enroulement statorique; *3* — rotor; *4* — carcasse; *5* — flasque; *6* — paliers; *7* — arbre.

les servo-moteurs asynchrones à faible inertie à rotor cylindrique amagnétique. La conception d'un tel servo-moteur est donnée sur la fig. 2.25.

Le stator extérieur *1* ne diffère en rien du stator d'un micromoteur asynchrone classique. Il est constitué d'un empilage de tôles d'acier magnétique isolées les unes des autres. Dans les encoches du stator sont placés deux enroulements *2* (enroulement d'excitation et enroulement de commande)décalés dans l'espace de 90° d'angle électriques. Le stator intérieur *4*, réalisé en tôles d'acier magnétique montées sur une saillie cylindrique *5* de l'un des flasques de paliers, sert à diminuer la réluctance s'opposant au flux magnétique principal passant par l'entrefer. Dans ce dernier, entre les stators extérieur et intérieur, se trouve un rotor cylindrique *3* qui se présente sous la forme d'un cylindre à parois minces en matériau amagnétique, le plus souvent en alliages d'aluminium. Le fond du rotor est rigidement fixé sur l'arbre qui tourne dans les paliers logés dans les flasques. L'épaisseur des parois du rotor dépend de la puissance du moteur et constitue 0,2 à 1 mm.

Le rotor cylindrique possède une masse très faible et a donc un moment d'inertie insignifiant. D'où une grande rapidité de réponse du moteur.

Dans les servo-moteurs d'une puissance de plusieurs unités de watt et au-dessous les enroulements d'excitation et de commande sont souvent logés dans les encoches du stator intérieur. Le stator extérieur n'a pas alors d'encoches et ne sert qu'à diminuer la réluctance. Avec une telle construction, on arrive à faciliter la technologie de placement des enroulements dans les encoches et à élever quelque peu le couple moteur. Toutefois, le diamètre du rotor augmente à cause de l'augmentation de l'espace réservé aux enroulements dans

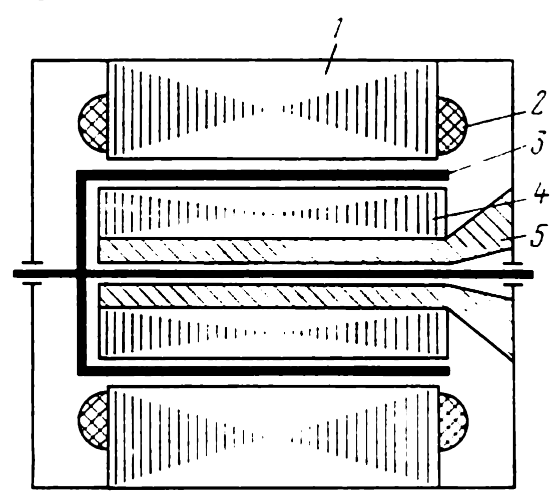


Fig. 2.25. Schéma structural d'un servo-moteur asynchrone à rotor amagnétique cylindrique.

le stator intérieur d'où une certaine élévation du moment d'inertie du rotor. Pour parer à cet inconvénient, on place parfois l'un des enroulements sur le stator intérieur et l'autre sur le stator extérieur.

Sur la fig. 2.26 est montré un servo-moteur du type АДП-123 à rotor cylindrique amagnétique avec des enroulements d'excitation logés dans le stator extérieur.

Contrairement aux rotors d'autres types, le rotor cylindrique amagnétique du servo-moteur asynchrone possède une inductance très faible, ce qui conduit à une linéarité plus poussée des caractéristiques mécaniques et de réglage du moteur.

La surface cylindrique lisse du rotor amagnétique est appelée à réduire le niveau de bruit causé par le moteur. Un faible poids et l'absence de forces d'attraction radiales entre le rotor cylindrique amagnétique et le stator assurent une certaine diminution du couple de frottement dans les paliers et la réduction de l'appel de courant au démarrage.

Le servo-moteur à rotor cylindrique amagnétique présente l'inconvénient d'un grand jeu amagnétique constitué, d'une part, par deux entrefers: entre le stator extérieur et le rotor et entre le rotor et le stator intérieur (de 0,25 mm chacun) et par la paroi amagnétique du rotor lui-même, d'autre part.

Vu que l'épaisseur totale de l'entrefer entre les stators extérieur et intérieur atteint 0,5 à 1,5 mm, ces moteurs possèdent un grand courant magnétisant (0,8 à 0,9 du courant nominal) et un faible facteur de puissance. Ce dernier défaut devient moins sensible lorsqu'on emploie la commande par condensateur, mais la grande valeur du courant magnétisant provoque des pertes électriques

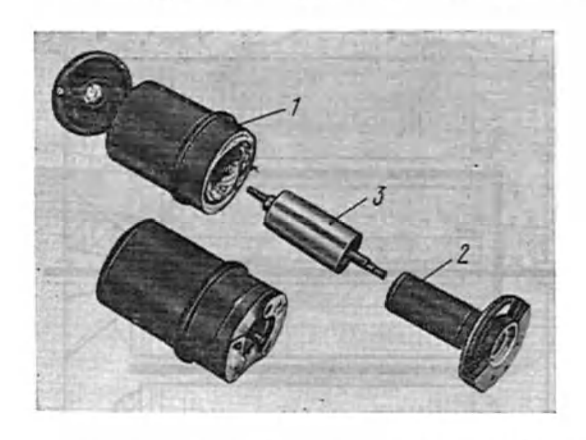


Fig. 2.26. Servo-moteur asynchrone à rotor amagnétique cylindrique АДП-123: *1* — stator extérieur; *2* — stator intérieur; *3* — rotor amagnétique cylindrique.

importantes dans les enroulements d'où une nette diminution du rendement du moteur. Les servo-moteurs à rotor cylindrique amagnétique d'une puissance de quelques dizaines de watts ont, par rapport à leurs homologues à rotor à cage d'écureuil de la même puissance, un rendement plus faible qui baisse de 40-50 % à 20-35 %, alors que les dimensions et le poids augmentent de 20% au double. Lorsque la fréquence nominale de la tension de commande augmente de 50 jusqu'à 400 à 1000 Hz les dimensions et le poids par unité de puissance utile deviennent un peu plus faibles et ces indices des servo-moteurs mentionnés ci-dessus se rapprochent. Cela s'explique par une diminution relative de la résistance ohmique des enroulements statoriques (par rapport à l'inductance) et des pertes électriques dans ces enroulements.

Sur la fig. 2.27 sont montrées les courbes de rendement η et de poids par unité de puissance nominale q en fonction de la puissance nominale de certains servo-moteurs asynchrones fabriqués en série.

Les servo-moteurs à rotor cylindrique amagnétique sont moins fiables dans les conditions de température élevée, de vibrations

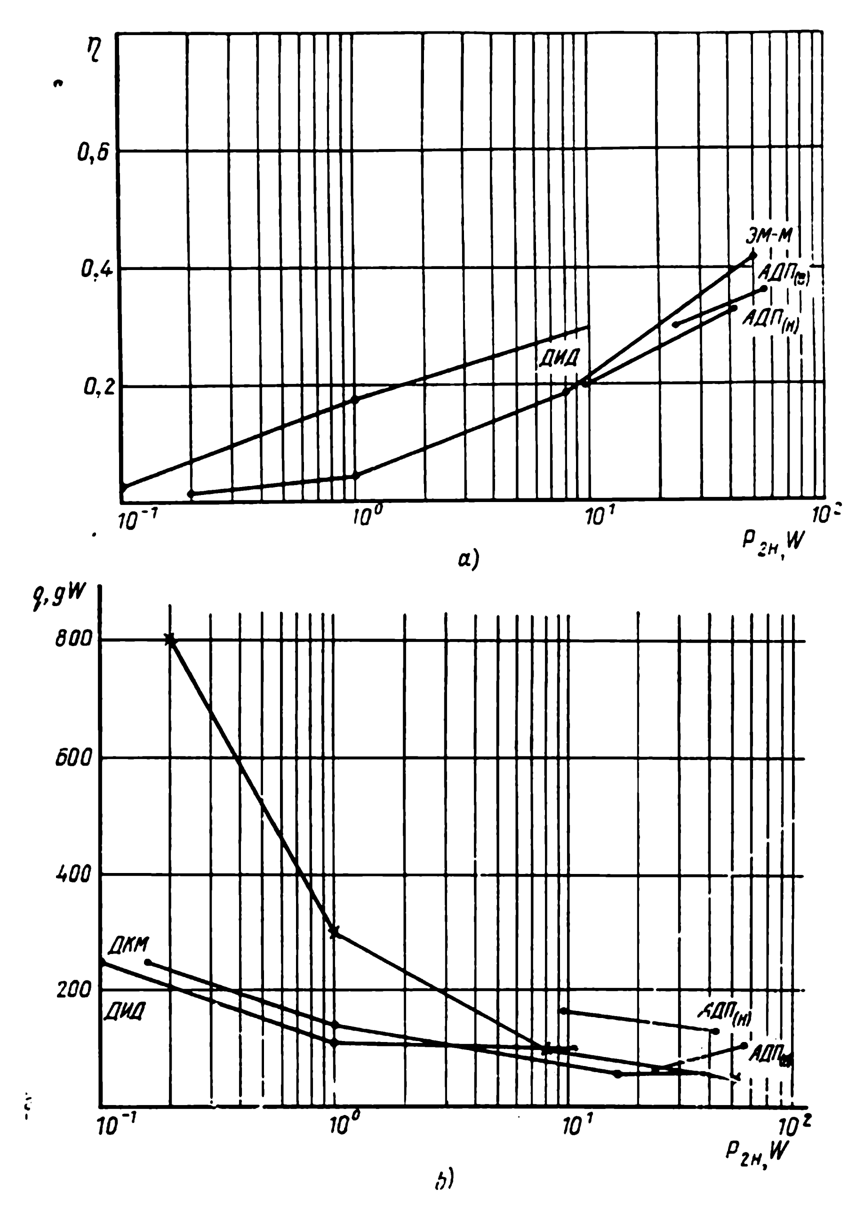


Fig. 2.27. Courbes de rendement (*a*) et de poids par unité de puissance développée (*b*) en fonction de la puissance nominale des servo-moteurs asynchrones: АДП — à rotor amagnétique cylindrique [(*H*) — fréquence 50 Hz; (*B*) — fréquence 400 Hz]; ЭМ-М — à rotor amagnétique cylindrique (400 Hz); ДИД — à rotor amagnétique cylindrique (400 Hz); ДКМ — à rotor du type à cage d'écureuil (400 Hz).

et chocs car la probabilité de déformation du rotor cylindrique amagnétique est dans ce cas plus grande que celle du rotor à cage d'écureuil.

On peut diminuer l'entrefer amagnétique par l'emploi d'un rotor cylindrique ferromagnétique. Dans ces conditions, le stator intérieur devient inutile car le flux magnétique se ferme directement sur le rotor. Pour éviter la saturation du rotor et ne pas rendre sa résistance ohmique trop grande, les parois du cylindre de rotor sont faites plus épaisses. Ce procédé permet d'augmenter la masse du rotor et de diminuer la rapidité de réponse du moteur. En vue de diminuer la résistance ohmique du rotor, à la surface du rotor de certains types de ces servo-moteurs on dépose une mince couche de cuivre par le procédé galvanique.

Le principe de fonctionnement d'un servo-moteur asynchrone ne diffère en rien de celui d'un moteur asynchrone triphasé. Le champ magnétique tournant du stator est créé par l'interaction des F.M.M. des enroulements E_{exc} et E_{com} en présence d'un décalage dans l'espace entre ces enroulements et d'un décalage dans le temps entre les tensions qui leur sont appliquées. De la théorie des machines électriques on connaît que la valeur du vecteur d'un champ magnétique tournant reste constante, c'est-à-dire le champ est circulaire lorsque sont satisfaites les conditions ci-dessous:

1) décalage des enroulements statoriques dans l'espace d'un angle $\gamma = 90°$ (en degrés d'angle électriques);

2) décalage dans le temps des courants dans les enroulements statoriques d'un angle $\beta = 90°$;

3) égalité des F.M.M. créées dans les enroulements d'excitation et de commande;

$$I_{com} w_{com} k_{E_{com}} = I_{exc} w_{exc} k_{E_{exc}},$$

où w est le nombre de spires de l'enroulement correspondant; k le coefficient de bobinage.

La non-satisfaction ne serait-ce que d'une seule de ces conditions rend le champ elliptique, c'est-à-dire l'extrémité du vecteur du flux magnétique décrit non pas le cercle mais une ellipse. Dans ce cas, le champ magnétique résultant $\dot{\Phi}$ ne reste pas constant lors de la rotation et varie en module. La vitesse instantanée de rotation du vecteur $\dot{\Phi}$ lors d'un tour complet devient variable elle aussi, la vitesse moyenne restant constante.

Le champ elliptique produit un couple moteur plus petit que celui du champ circulaire de même amplitude. Il peut être représenté par la somme de deux champs circulaires de modules différents et tournant à la vitesse de synchronisme en sens inverse (fig. 2.28, *a*). Le champ circulaire $\dot{\Phi}_1$ dont le sens coïncide avec celui du champ elliptique est appelé champ direct, le champ $\dot{\Phi}_2$, champ inverse.

Le champ direct crée le couple moteur et le champ inverse produit le couple de freinage. Avec l'augmentation de l'ellipticité du champ

en raison de la variation des angles β et γ ou à la suite de la diminution de la F.M.M. de l'une des phases du stator, la composante directe du champ et du couple décroît, alors que la composante inverse augmente. La diminution du couple moteur résultant, le couple résistant étant constant, conduit à une diminution de la vitesse du rotor. L'apparition du champ inverse provoque l'augmentation de pertes, la diminution de la puissance mécanique et du rendement.

Il convient de noter que l'augmentation de la F.M.M. de l'une des phases du stator par rapport à la valeur correspondant au champ circulaire fait apparaître un champ elliptique dont l'amplitude est

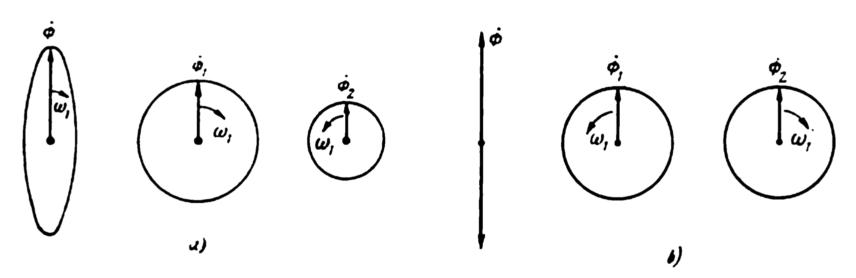


Fig. 2.28. Champs elliptique (*a*) et pulsatoire (*b*) et leurs composantes.

plus grande que celle d'un champ circulaire. Dans ces conditions, les deux composantes du champ augmentent et il s'avère donc possible, dans un certain domaine, de faire accroître le couple moteur résultant par rapport au champ circulaire initial. Toutefois, avec une telle augmentation forcée de la F.M.M. du stator la tension et les courants de phase dépassent les valeurs nominales correspondant au champ circulaire. Ceci n'est pas toujours admissible vu l'augmentation de pertes et un échauffement complémentaire du moteur, ce qui peut conduire à la saturation du circuit magnétique et au claquage de l'isolation.

Si l'une au moins des conditions du champ circulaire n'est pas satisfaite, c'est-à-dire $\beta = 0$, ou $\gamma = 0$, ou $I_{\text{exc}} = 0$ ou $I_{\text{com}} = 0$, le champ du stator devient pulsatoire et le moteur ne développe pas, le rotor étant immobile, le couple nécessaire. Pour expliquer ce phénomène remplaçons le champ magnétique pulsatoire $\dot{\Phi}$ (fig. 2.28, *b*) par deux champs $\dot{\Phi}_1$ et $\dot{\Phi}_2$ tournant en sens inverse à la vitesse de synchronisme et possédant des amplitudes égales à la moitié de l'amplitude du champ pulsatoire.

Le rotor étant immobile, les deux champs tournent en synchronisme par rapport au rotor. Chacun d'eux induit dans l'enroulement rotorique des courants égaux en raison de l'égalité des champs et des vitesses relatives. Les couples moteurs sont alors égaux en valeur mais agissent, tout comme les champs, en sens inverse. Le couple résultant est nul et le rotor ne peut donc pas prendre de la vitesse.

La situation change quelque peu si le champ du stator devient pulsatoire pour le rotor tournant en n'importe quel sens. Dans ce cas, sous réserve de remplir certaines conditions, le moteur peut développer toujours le couple car le glissement de son rotor par rapport aux champs direct et inverse ne sera pas égal. Le champ du stator devient pulsatoire lorsqu'on cesse d'appliquer le signal de commande. Ainsi, le rotor du moteur peut tourner en l'absence de signal de commande ce qui est inadmissible pour les servo-moteurs. Pour plus de détails sur ce phénomène appelé emballement spontané voir le § 2.7.

Le sens physique de l'apparition du couple électromagnétique en présence du champ pulsatoire du stator et lorsque le glissement $s \neq 1$ s'explique comme suit. Le champ pulsatoire du stator induit dans le rotor en rotation outre la F.E.M. statique une F.E.M. dynamique décalée en phase par rapport à la première. Les courants créés dans le rotor par la F.E.M. dynamique produisent un flux magnétique du rotor décalé dans l'espace et dans le temps par rapport au flux du stator. Le champ magnétique résultant du moteur, produit par l'interaction de ces deux flux, est un champ elliptique tournant dont le sens de rotation est déterminé par les paramètres du moteur.

Etablissons l'équation du couple moteur électromagnétique d'un servo-moteur asynchrone. La forme du champ magnétique du moteur est, dans le cas général, elliptique. Il est à noter que l'ellipticité est causée par le déséquilibre des F.M.M. apparaissant dans les enroulements E_{exc} et E_{com}, c'est-à-dire par la non-satisfaction de ne serait-ce qu'une des conditions du champ circulaire. Vu que dans la plupart des moteurs les enroulements sont décalés dans l'espace d'un angle $\gamma = 90°$ on peut donc passer du déséquilibre des F.M.M. à celui des courants ramenés dans les enroulements statoriques du moteur E_{exc} et E_{com}. Cela veut dire que l'angle de décalage β des vecteurs $\dot{I}_{com}$ et $\dot{I}_{exc}$ dans le temps est autre que 90° et les valeurs des modules ramenés au nombre de spires de l'enroulement d'excitation w_{exc} ne sont pas égales:

$$I_{com} = I_{com}/k_{tr} \neq I_{exc},$$

où $k_{tr} = \frac{w_{exc} k_{E_{exc}}}{w_{com} k_{E_{com}}}$ est le rapport de transformation des enroulements E_{exc} et E_{com}.

Pour pouvoir recourir, lors de la détermination des courants et du couple moteur d'un servo-moteur asynchrone, à la méthode de calcul des micromoteurs asynchrones dotés d'une alimentation équilibrée, que l'on étudie dans un cours général des machines électriques, faisons appel à la méthode des composantes symétriques pour l'appliquer aux systèmes biphasés.

Selon cette méthode, le système biphasé asymétrique de vecteurs des courants $\dot{I}_{exc}$ et $\dot{I}'_{com}$ (fig. 2.29) de valeurs différentes et décalés l'un par rapport à l'autre d'un angle quelconque peut être décom-

posé en deux systèmes symétriques constitués chacun de deux vecteurs égaux en valeur et décalés en quadrature. Le système de vecteurs direct ($\dot{I}_{exc1}$, $\dot{I}'_{com1}$) a le même ordre de succession des phases que le système initial. Le système de vecteurs inverse ($\dot{I}_{exc2}$, $\dot{I}'_{com2}$) est d'un ordre de succession des phases inverse.

Dans ce cas

$$\dot{I}'_{com1} = -j\dot{I}_{exc1}; \quad \dot{I}'_{com2} = j\dot{I}_{exc2}. \tag{2.43}$$

L'équivalence du système initial et du système définitif a lieu si

$$\dot{I}_{exc1} + \dot{I}_{exc2} = \dot{I}_{exc}; \quad \dot{I}'_{com1} + \dot{I}'_{com2} = \dot{I}'_{com}. \tag{2.44}$$

Etablissons les schémas équivalents du moteur qui sont nécessaires au calcul des courants dans les enroulements statorique et

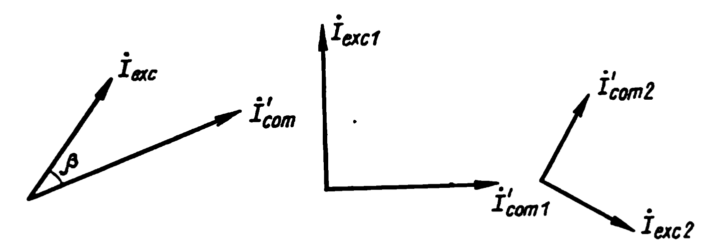


Fig. 2.29. Système asymétrique de vecteurs des courants et ses composantes symétriques.

rotorique. Pour un couplage identique des enroulements, les paramètres des schémas équivalents des phases E_{exc} et E_{com} sous la forme ramenée sont approximativement égaux et il ne suffit donc d'établir le schéma équivalent que pour la phase E_{exc}.

Les schémas équivalents sont établis séparément pour le système direct (fig. 2.30, *a*) et le système inverse (fig. 2.30, *b*) car les champs direct et inverse tournent par rapport au rotor à des vitesses différentes, ce qui détermine les expressions du glissement et les valeurs des impédances dans les schémas équivalents. Le glissement du rotor par rapport au champ inverse

$$\frac{-\omega_1-\omega_2}{-\omega_1} = \frac{\omega_1+(1-s)\,\omega_1}{\omega_1} = 2-s, \tag{2.45}$$

où ω_2 est la vitesse du rotor; ω_1 la vitesse de synchronisme; s le glissement du rotor par rapport au champ direct. Dans les expressions des portions rotoriques des schémas équivalents on introduit espectivement s ou $2-s$.

Sur la fig. 2.30:

$R_{exc.\,s}$ et $X_{exc.\,s}$ sont respectivement la résistance ohmique et l'inductance de l'enroulement statorique E_{exc}; $R'_{exc.\,r}$ et $X'_{exc.\,r}$ la résistance ohmique et l'inductance du rotor ramenées au nombre de phases du stator et au nombre de spires de l'enroulement E_{exc}; $R_{exc.\,m}$

et $X_{exc.\,m}$ la résistance ohmique et l'inductance de la phase E_{exc} correspondant au flux magnétique d'auto-induction du stator et du rotor; Z_{exc1} et Z_{exc2} les impédances du schéma équivalent pour les champs direct et inverse.

Les valeurs de ces résistances et inductances se calculent ou se déterminent expérimentalement.

Si dans l'enroulement d'excitation du moteur on met en série un organe déphaseur, l'impédance $Z_{déph}$ de celui-ci doit être intro-

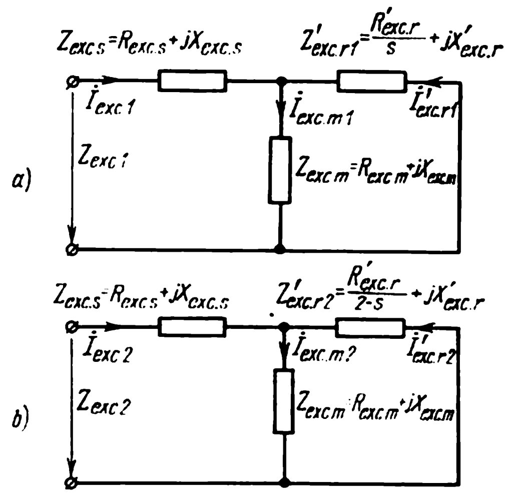


Fig. 2.30. Schémas équivalents d'un servo-moteur asynchrone.

duite dans la portion statorique du schéma équivalent correspondant à la phase E_{exc}, c'est-à-dire en série avec $Z_{exc.\,s}$. La méthode de calcul des courants et du couple moteur reste alors la même, bien que les équations de calcul deviennent quelque peu plus compliquées.

La tension U_1 aux bornes de l'enroulement d'excitation et la tension aux bornes de l'enroulement de commande $U'_{com} = k_{tr}U_{com}$ sont équilibrées par les chutes de tension dues aux courants direct et inverse dans les résistances des schémas équivalents correspondants, c'est-à-dire

$$\left.\begin{aligned}\dot{U}_1 &= \dot{I}_{exc1}(Z_{exc1} + Z_{déph}) + \dot{I}_{exc2}(Z_{exc2} + Z_{déph});\\ \dot{U}'_{com} &= \dot{I}'_{com1}Z_{exc1} + \dot{I}'_{com2}Z_{exc2}.\end{aligned}\right\} \qquad (2.46)$$

Résolvons le système (2.46) compte tenu de (2.43) pour obtenir l'expression des composantes symétriques des courants des phases:

$$\begin{aligned}\dot{I}_{exc1} &= \frac{\dot{U}_1 Z_{exc2} + j\dot{U}'_{com}(Z_{exc2} + Z_{déph})}{Z_{exc2}(Z_{exc1} + Z_{déph}) + Z_{exc1}(Z_{exc2} + Z_{déph})};\\ \dot{I}_{exc2} &= \frac{\dot{U}_1 Z_{exc1} - j\dot{U}'_{com}(Z_{exc1} + Z_{déph})}{Z_{exc2}(Z_{exc1} + Z_{déph}) + Z_{exc1}(Z_{exc2} + Z_{déph})}.\end{aligned} \qquad (2.47)$$

Les composantes symétriques du courant de rotor sont déterminées suivant les schémas équivalents de la fig. 2.30

$$I'_{\text{exc. r1}} = I_{\text{exc1}} \left| \frac{Z_{\text{exc. m}}}{Z_{\text{exc. m}} + Z'_{\text{exc. r1}}} \right| ;$$
$$I'_{\text{exc. r2}} = I_{\text{exc2}} \left| \frac{Z_{\text{exc. m}}}{Z_{\text{exc. m}} + Z'_{\text{exc. r2}}} \right| . \tag{2.48}$$

Comme on le sait, le couple moteur électromagnétique M d'un moteur asynchrone polyphasé en cas d'alimentation sur un système de tensions symétrique se détermine par la formule (en N·m).

$$M = \frac{m_s (I'_r)^2 R'_r}{\omega_1 s}, \tag{2.49}$$

où m_s est le nombre de phases du stator; I'_r courant de rotor ramené au nombre de phases et de spires dans l'enroulement statorique, en A; R'_r la résistance ohmique du rotor ramenée au nombre de phases et de spires dans l'enroulement statorique, en ohms.

La formule (2.49) peut également être utilisée pour déterminer les couples dus aux champs direct et inverse d'un servo-moteur asynchrone car les champs magnétiques tournants direct et inverse sont formés par les systèmes de courant symétriques.

D'après les schémas équivalents (cf. fig. 2.30) et compte tenu des expressions (2.48), les équations des couples correspondant aux champs direct et inverse sont alors de la forme:

$$M_1 = \frac{2 (I'_{\text{exc. r1}})^2 R'_{\text{exc. r}}}{\omega_1 s} = \frac{2 I^2_{\text{exc1}} R'_{\text{exc. r}}}{\omega_1 s} \left| \frac{Z_{\text{exc. m}}}{Z_{\text{exc. m}} + Z'_{\text{exc. r1}}} \right|^2 ;$$
$$M_2 = \frac{2 (I'_{\text{exc. r2}})^2 R'_{\text{exc. r}}}{\omega_1 (2-s)} = \frac{2 I^2_{\text{exc2}} R'_{\text{exc. r}}}{\omega_1 (2-s)} \left| \frac{Z_{\text{exc. m}}}{Z_{\text{exc. m}} + Z'_{\text{exc. r2}}} \right|^2 . \tag{2.50}$$

Le couple moteur résultant est égal à la différence des couples correspondant aux champs direct et inverse:

$$M = M_1 - M_2 = \frac{2 I^2_{\text{exc1}} R'_{\text{exc. r}}}{\omega_1 s} \left| \frac{Z_{\text{exc. m}}}{Z_{\text{exc. m}} + Z'_{\text{exc. r1}}} \right|^2 - \frac{2 I^2_{\text{exc2}} R'_{\text{exc. r}}}{\omega_1 (2-s)} \left| \frac{Z_{\text{exc. m}}}{Z_{\text{exc. m}} + Z'_{\text{exc. r2}}} \right|^2 . \tag{2.51}$$

Le couple développé par le moteur pour un champ circulaire, c'est-à-dire avec $I_{\text{exc2}} = 0$ et $I_{\text{exc1}} = I_{\text{exc}}$, et compte tenu de (2.47) a pour expression

$$M_0 = \frac{2 (U'_{\text{com}})^2 R'_{\text{exc. r}}}{\omega_1 s} \left| \frac{Z_{\text{exc. m}}}{Z_{\text{exc1}} (Z_{\text{exc. m}} + Z'_{\text{exc. r1}})} \right|^2 . \tag{2.52}$$

Le couple au démarrage pour un champ circulaire M_{d0} est déterminé d'après (2.52) lorsque $s = 1$.

L'examen de l'expression (2.51) permet de tirer les conclusions suivantes:

1) lorsque le champ du stator est pulsatoire ($I_{exc1} = I_{exc2}$) et que le glissement $s = 1$, le premier et le deuxième termes du second membre de l'équation (2.51) sont égaux, c'est-à-dire le couple moteur est nul ;

2) lorsque le champ du stator est pulsatoire et que $s \neq 1$, le premier et le deuxième termes du second membre de l'équation (2.51) ne sont pas égaux ($s \neq 2 - s$; $Z_{exc\,1} \neq Z_{exc\,2}$; $Z'_{exc\,r1} \neq Z'_{exc\,r2}$), et le moteur développe un couple de sens direct ou inverse ;

3) au fur et à mesure que le champ statorique varie de la forme pulsatoire à celle circulaire, le couple M_2 décroît avec l'augmentation simultanée de M_1 et respectivement le couple moteur résultant M augmente lui aussi.

§ 2.7. MODES DE COMMANDE DES SERVO-MOTEURS ASYNCHRONES

Les procédés de réglage de la vitesse du rotor d'un servo-moteur asynchrone ou les modes de commande découlent de la théorie traitant de la forme d'un champ magnétique tournant (§ 2.6). En faisant

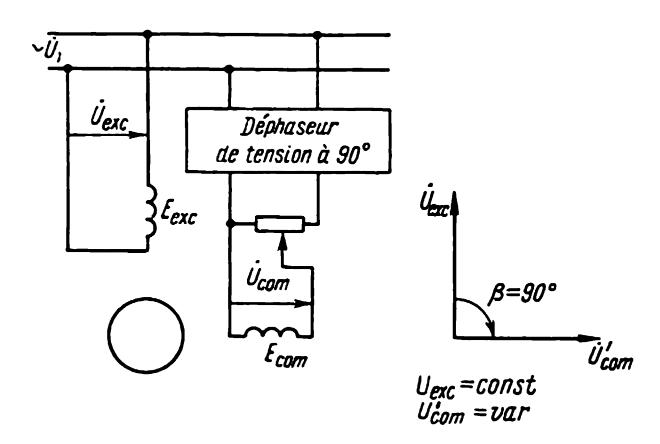


Fig. 2.31. Montage de commande par variation d'amplitude.

varier la tension de commande U_{com} et les angles β et γ, séparément ou simultanément, on agit ainsi sur la forme du champ magnétique du stator et par là même sur la vitesse du rotor.

C o m m a n d e p a r v a r i a t i o n d' a m p l i t u d e (fig. 2.31). L'enroulement d'excitation E_{exc} est branché sur secteur alternatif à la tension nominale $\dot{U}_{exc} = \dot{U}_1$. Aux bornes de l'enroulement de commande E_{com} on applique un signal de tension de commande $\dot{U}_{com}$ en quadrature de phase sur la tension d'excitation $\dot{U}_{exc}$. La commande de la vitesse du rotor se réalise par variation d'amplitude de la tension de commande, la phase de celle-ci étant constante.

A égalité des tensions de commande et d'excitation ramenées ($U'_{com} \doteq U_{exc}$), le facteur de signal efficace

$$\alpha_{ef} \doteq k_{tr}\alpha = 1, \qquad (2.53)$$

le champ statorique étant circulaire ($\alpha = U_{com}/U_{exc}$ est le facteur de signal en cas de commande par variation d'amplitude). Si la tension de commande varie le facteur de signal efficace diffère de l'unité et le champ devient elliptique. Avec $\alpha_{ef} = 0$, c'est-à-dire en l'absence de signal de commande, le champ statorique devient pulsatoire.

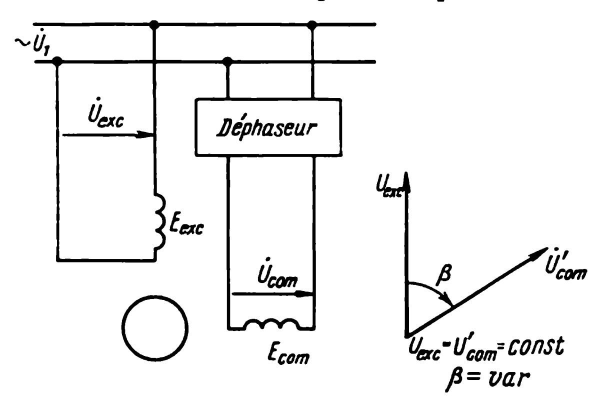


Fig. 2.32. Montage de commande par variation de phase.

C o m m a n d e p a r v a r i a t i o n d e p h a s e (fig. 2.32). On relie l'enroulement d'excitation E_{exc} au secteur alternatif à la tension nominale $\dot{U}_{exc} = \dot{U}_1$. L'enroulement de commande E_{com} est attaqué par une tension de valeur nominale et décalée en phase sur la tension d'excitation. On appelle tension nominale une tension de commande telle qui corresponde à l'égalité $U'_{com} = U_{exc}$. La commande de la vitesse du rotor s'effectue par variation de phase de la tension de commande (angle β). Comme facteur de signal on admet $\sin \beta$. Pour $\sin \beta = 1$, le champ magnétique tournant du stator a la forme circulaire; si $1 > \sin \beta > 0$ le champ est elliptique; et, enfin, pour $\sin \beta = 0$, il devient pulsatoire.

C o m m a n d e p a r d é c a l a g e d a n s l' e s p a c e (fig. 2.33). L'enroulement d'excitation E_{exc} est branché sur secteur alternatif à la tension nominale $\dot{U}_{exc} = \dot{U}_1$. La tension nominale appliquée aux bornes de l'enroulement de commande E_{com} est en quadrature sur la tension d'excitation. La commande de la vitesse du rotor se fait par variation de l'angle γ dont sont décalés dans l'espace l'enroulement d'excitation E_{exc} et l'enroulement de commande E_{com}. On admet comme facteur de signal $\sin \gamma$. Pour $\sin \gamma = 1$, le champ magnétique tournant du stator est circulaire; lorsque $1 > \sin \gamma > 0$ le champ est elliptique; si $\sin \gamma = 0$ il est pulsatoire.

Commande mixte par variation d'amplitude et de phase avec un condensateur inséré dans le circuit d'excitation (commande

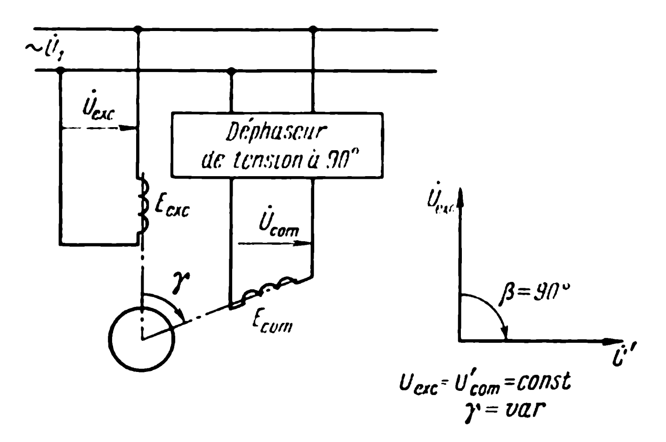


Fig. 2.33. Montage de commande par décalage dans l'espace.

par condensateur) (fig. 2.34, *a*). L'enroulement de commande E_{com} est branché sur secteur alternatif à travers un régulateur de tension; la tension de commande $\dot{U}_{com}$ est en phase avec la tension de réseau

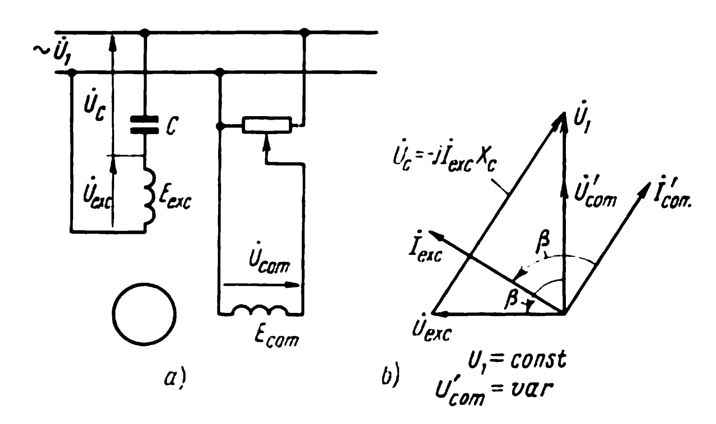


Fig. 2.34. Montage de commande mixte, par variation d'amplitude et de phase, avec un condensateur inséré dans le circuit d'excitation.

$\dot{U}_1$. Le déphasage du courant et donc de la tension dans l'enroulement d'excitation par rapport à l'enroulement de commande s'effectue à l'aide d'un condensateur que l'on monte en série avec l'enroulement d'excitation. La commande du moteur se fait par variation de la tension de commande.

Ainsi, bien que la phase de la tension de commande reste constante (coïncide avec la phase de la tension de secteur), la variation de la tension de commande entraîne la variation simultanée de l'amplitude et de la phase de la tension d'excitation $\dot{U}_{exc}$. Le même phénomène est également observé lors de la variation de la vitesse du rotor par suite de la variation du couple résistant, la tension de commande étant constante. Cela s'explique par le fait que la tension d'excitation $\dot{U}_{exc}$ est égale à la différence géométrique entre la tension de secteur $\dot{U}_1$ et celle aux bornes du condensateur $\dot{U}_C$ (fig. 2.34, *b*):

$$\dot{U}_{exc} = \dot{U}_1 - \dot{U}_C. \tag{2.54}$$

Lors de la variation de la tension de commande ou de la vitesse du rotor la tension aux bornes du condensateur $\dot{U}_C$ varie à cause de la variation du courant dans le circuit d'excitation qui est fonction du glissement et du facteur de signal [cf. les valeurs des composantes symétriques de $\dot{I}_{exc}$ d'après (2.47)]:

$$\dot{U}_C = -j\dot{I}_{exc}X_C. \tag{2.55}$$

Par conséquent, la tension aux bornes de l'enroulement d'excitation $\dot{U}_{exc}$ varie en amplitude et en phase.

Vu que le champ circulaire n'apparaît dans le moteur que sous réserve de satisfaire la condition $\dot{U}_{exc} = j\dot{U}'_{com}$, le champ circulaire n'est possible, pour une valeur donnée de la capacité du condensateur intercalé dans le circuit d'excitation, qu'à un facteur de signal $\alpha_0 = U_{com0}/U_1$ bien déterminé et à une valeur donnée du glissement s.

Dans le cas d'un champ circulaire apparaissant pendant le démarrage du moteur ($s = 1$), le facteur de signal α_0 et la capacitance du condensateur X_{C_0} sont déterminés à l'aide des formules que l'on obtient en analysant les composantes équilibrées des courants:

$$\alpha_0 = \frac{X_{exc.\,d}}{k_{tr}R_{exc.\,d}}; \tag{2.56}$$

$$X_{C_0} = \frac{X^2_{exc.\,d} + R^2_{exc.\,d}}{X_{exc.\,d}}, \tag{2.57}$$

où $X_{exc.d}$ et $R_{exc.d}$ sont l'inductance et la résistance ohmique du schéma équivalent de la phase E_{exc} (cf. fig. 2.30) pour le démarrage ($s = 1$).

Pour une autre tension de commande et d'autres régimes de fonctionnement, le champ du moteur n'est plus circulaire. Le démarrage du moteur dans les conditions de champ circulaire assure une valeur donnée du couple au démarrage pour la puissance absorbée minimale.

Dans des limites déterminées l'augmentation de la capacité C par rapport à C_0 permet d'accroître le couple au démarrage. Le couple au démarrage maximal s'obtient pour $X_C = X_{C_m}$ dans le cas d'un champ elliptique et d'une puissance absorbée accrue dont on tiendra compte lors de l'analyse du régime thermique du moteur.

La valeur de la capacitance X_{C_m}, pour $\alpha = \alpha_0$ et $s = 1$, se détermine par la formule

$$X_{C_m} = \sqrt{X^2_{\text{exc. d}} + R^2_{\text{exc. d}}}. \qquad (2.57')$$

En comparant les expressions pour X_{C_0} et X_{C_m}, il est facile de remarquer que $X_{C_m} < X_{C_0}$, c'est-à-dire $C_m > C_0$. Le couple au démarrage maximal est de n fois plus grand que celui pour un champ circulaire:

$$n = 0{,}5\left(1 + \sqrt{1 + \frac{1}{\alpha^2_{e0}}}\right),$$

où $\alpha_{e0} = \alpha_0 k_{tr}$ est le facteur de signal efficace pour un champ circulaire.

On distingue donc deux procédés principaux de démarrage des servo-moteurs asynchrones: à champ circulaire et à couple au démarrage maximal. En cas de valeur donnée du couple au démarrage $M_d = M_{d0}$, l'utilisation de la capacité C_m au démarrage permet de diminuer de n fois le signal de commande au démarrage. Dans ces conditions, la puissance absorbée totale augmente de $\frac{n^4+1}{2n^2}$ fois.

Les modes de commande examinés assurent une gamme assez étendue de réglage de la vitesse du rotor. Pour les servo-moteurs à rotor cylindrique amagnétique elle se situe entre (1 : 100) et (1 : 200).

La commande par variation d'amplitude, de phase et la commande mixte par variation d'amplitude et de phase sont les plus répandues dans les automatismes. Les caractéristiques mécaniques et de réglage des servo-moteurs asynchrones exprimées en unités relatives pour $s_{cr} \gg 1$ sont représentées pour ces modes de commande sur les fig. 2.35 et 2.36 ($\omega_2^r = \omega_2/\omega_1 = 1 - s$; $M^r = M/M_{d0}$).

L'analyse des caractéristiques mécaniques faite d'après l'équation du couple (2.51) montre que pour tous les modes de commande les courbes caractéristiques ne sont pas linéaires et leur allure shunt devient moins prononcée avec la diminution du signal de commande. Le taux de non-linéarité de la caractéristique mécanique est le rapport de l'écart maximal en couple ΔM^r_{max} entre la courbe caractéristique réelle et la courbe rectiligne, passant par les points de vitesse à vide et de couple au démarrage, à la valeur du couple au démarrage, c'est-à-dire $\Delta M^r_{max}/M^r_d$ (fig. 2.35, *a*). La linéarité des caractéristiques mécaniques s'améliore si l'on augmente la résistance ohmique du rotor et, dans une plus petite mesure, si l'on diminue l'inductance de dispersion des enroulements statoriques et rotoriques. Toutefois, on sait que l'augmentation de la résistance ohmi-

que du rotor fait baisser les indices énergétiques du moteur. Aussi, admet-on pour les servo-moteurs asynchrones fonctionnant dans les systèmes asservis une non-linéarité de l'ordre de 10 %.

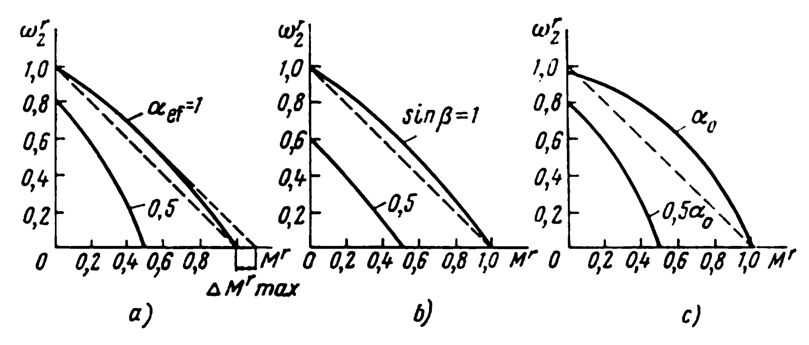


Fig. 2.35. Caractéristiques mécaniques d'un servo-moteur asynchrone à commande:

a — par variation d'amplitude; *b* — par variation de phase; *c* — mixte par variation d'amplitude et de phase.

Comme on le voit sur les fig. 2.35 et 2.37, les meilleurs indices de linéarité ont les caractéristiques des moteurs commandés par variation de phase, le caractère shunt des courbes ne dépendant pratiquement pas de la variation du facteur de signal.

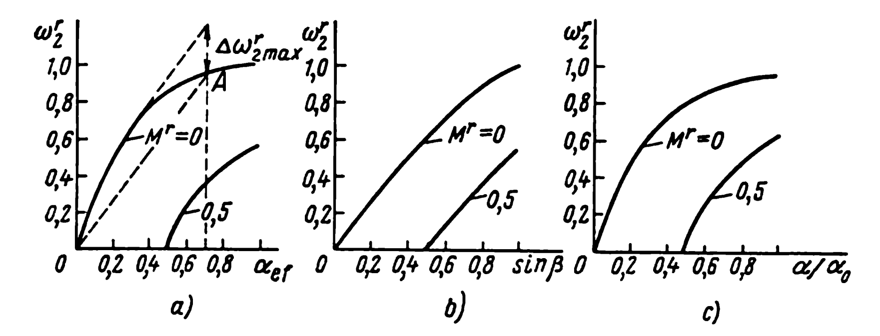


Fig. 2.36. Caractéristiques de réglage d'un servo-moteur asynchrone à commande:

a — par variation d'amplitude; *b* — par variation de phase; *c* — mixte, par variation d'amplitude et de phase.

Les caractéristiques mécaniques des moteurs utilisant la commande mixte par variation d'amplitude et de phase présentent le moins de linéarité. Pour tous les modes de commande, les caractéristiques mécaniques restent stables dans toute l'étendue du régime moteur et avec la diminution du facteur de signal se déplacent vers le domaine des couples et vitesses plus petits. Le couple moteur et la puissance mécanique fournis par le moteur ont les valeurs maximales dans le cas de com-

mande mixte par variation d'amplitude et de phase. Cela est dû au fait que l'élévation de la vitesse du rotor d'un servo-moteur asynchrone à condensateur intercalé dans le circuit d'excitation entraîne une légère augmentation de la tension et du flux magnétique dans l'enroulement d'excitation et, par conséquent, un accroissement du couple moteur par rapport aux couples en cas de commande par variation d'amplitude et de phase. L'inconvénient de la commande mixte par variation d'amplitude et de phase consiste en une certaine baisse de la stabilité dans le domaine des vitesses faibles.

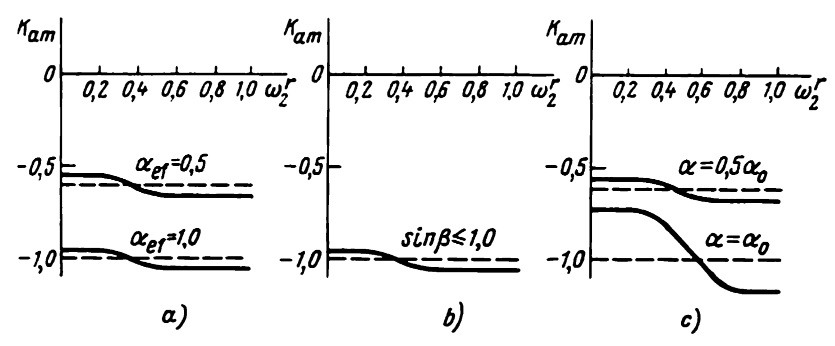


Fig. 2.37. Courbes représentatives du coefficient d'amortissement interne en fonction de la vitesse et du facteur de signal pour divers modes de commande: *a* — par variation d'amplitude; *b* — par variation de phase; *c* — mixte, par variation d'amplitude et de phase.

L'analyse des caractéristiques de réglage (fig. 2.36) montre qu'en règle générale elles ne sont pas linéaires pour tous les modes de commande. Le taux de non-linéarité est maximal en régime à vide et dépend essentiellement des mêmes paramètres du moteur que la non-linéarité des caractéristiques mécaniques. Les caractéristiques du servo-moteur commandé par variation de phase sont les plus proches des caractéristiques linéaires, viennent ensuite les servomoteurs commandés par variation d'amplitude et, enfin, ceux à commande mixte (fig. 2.38). Dans le cas de commande mixte par variation d'amplitude et de phase (commande à l'aide d'un condensateur), on peut faire varier le taux de non-linéarité dans une gamme déterminée par un choix convenable de la capacité du condensateur, c'est-à-dire en agissant sur l'ellipticité du champ magnétique. La linéarité des caractéristiques de réglage augmente avec l'ellipticité plus prononcée du champ. C'est pourquoi la linéarité et la pente maximales de ces caractéristiques coïncident avec la portion initiale de la courbe. Pour assurer la linéarité de réglage le moteur doit fonctionner à de faibles signaux et vitesses relatives. Le meilleur procédé pour diminuer les vitesses relatives est l'accroissement de la fréquence de travail de la tension alimentant le moteur, car dans ce cas on enregistre une augmentation proportionnelle de la vitesse de synchronisme.

L'estimation quantitative du taux de non-linéarité des caractéristiques de réglage se fait de la façon suivante (fig. 2.36, *a*). La droite passant par les points de la courbe $\omega_2^r = 0$ et $\omega_2^r = \omega_{2A}^r$, où ω_{2A}^r est la vitesse correspondant à la valeur maximale du signal, détermine la loi linéaire de réglage. Le taux de non-linéarité de la caractéristique de réglage c'est le rapport de l'écart maximal en vitesse $\Delta\omega_{2max}^r$ entre les caractéristiques de réglage réelle et linéaire à la vitesse dans un point considéré A, c'est-à-dire $\Delta\omega_{2max}^r/\omega_{2A}^r$. Lorsque la non-linéarité des caractéristiques mécaniques est inférieure à 10% le taux de non-linéarité de la caractéristique de réglage en marche à vide ne dépasse pas 20%, le facteur de signal variant entre 0 et 0,7.

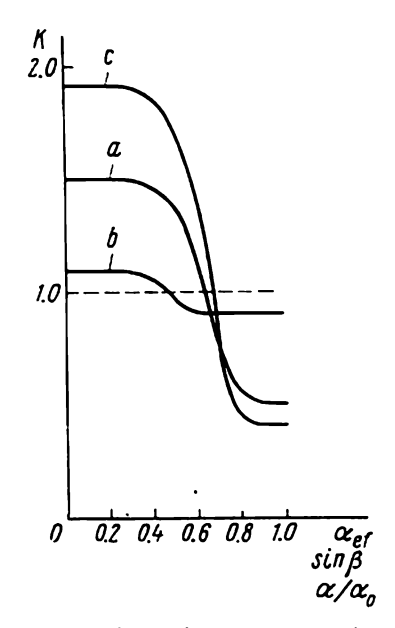


Fig. 2.38. Courbes de gain en fonction du facteur de signal pour divers modes de commande:
a — par variation d'amplitude; *b* — par variation de phase; *c* — mixte, par variation d'amplitude et de phase.

La valeur du couple moteur pour tous les modes de commande est directement proportionnelle au signal de commande et, en unités relatives, elle est égale au facteur de signal efficace.

La puissance d'excitation est celle absorbée par le circuit de l'enroulement d'excitation du servo-moteur:

$$P_{exc} = U_1 I_{exc} \cos \varphi_{exc}, \quad (2.58)$$

où φ_{exc} est l'angle de déphasage de la tension de secteur par rapport au courant dans l'enroulement d'excitation.

La puissance de commande c'est la puissance absorbée par l'enroulement de commande du servo-moteur

$$P_{com} = U_{com} I_{com} \cos \varphi_{com}, \quad (2.59)$$

où φ_{com} est l'angle de déphasage de la tension par rapport au courant dans l'enroulement de commande.

L'expression (2.59) montre que lors de la commande par variation d'amplitude la puissance de commande des servo-moteurs asynchrones est approximativement la même que dans le cas de commande mixte par variation d'amplitude et de phase et dépend aussi fortement du facteur de signal, tandis que dans le cas de commande par variation de phase cette puissance reste pratiquement constante malgré la diminution du facteur de signal (fig. 2.39). Sous ce rapport, la commande par variation d'amplitude et la

commande mixte présentent des avantages considérables par rapport à la commande par variation de phase.

Le rendement des servo-moteurs asynchrones est un peu inférieur à celui des micromoteurs asynchrones d'usage général de même puissance vu qu'ils ont une résistance ohmique du rotor plus importante. Dans ces conditions, le rendement le plus élevé possèdent les moteurs commandés par variation d'amplitude et ensuite viennent les moteurs à commande mixte (à condensateur). Le rendement le plus bas est celui des moteurs commandés par variation de phase (à cause d'une grande puissance de commande). Grâce à la présence d'un condensateur intercalé dans le circuit d'excitation (cos φ = 0,8 à 0,95) les servo-moteurs à commande mixte possèdent un facteur de puissance quelque peu plus élevé.

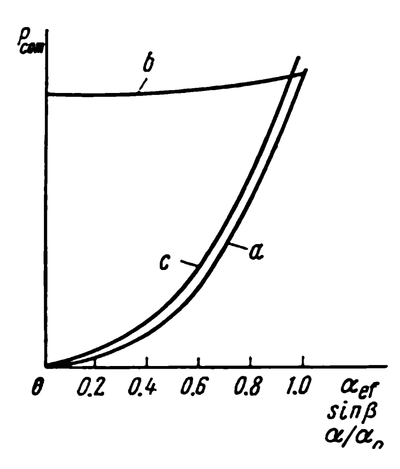


Fig. 2.39. Courbes de puissance de commande en fonction du facteur de signal pour divers modes de commande:

a — par variation d'amplitude; *b* — par variation de phase; *c* — mixte, par variation d'amplitude et de phase.

Parmi les montages d'alimentation des servo-moteurs asynchrones le plus simple est le schéma de montage du servo-moteur à condensateur, exempt de dispositifs compliqués assurant le déphasage entre la tension de commande et la tension d'excitation.

Ainsi, la commande mixte par variation d'amplitude et de phase avec un condensateur intercalé dans le circuit d'excitation présente une série d'avantages, il est donc naturel qu'elle trouve un large emploi dans les systèmes asservis et les calculateurs. Toutefois, le choix du mode de commande dépend, dans chaque cas concret, des conditions de fonctionnement du système dont fait partie le moteur, ainsi que des exigences imposées à celui-ci.

Il importe de protéger les servo-moteurs asynchrones fonctionnant dans les systèmes asservis contre l'emballement spontané.

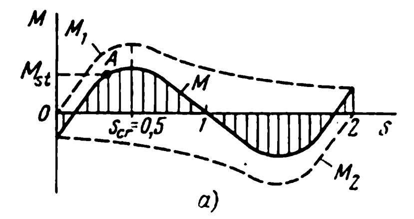
Examinons le phénomène d'emballement spontané sur l'exemple d'un servo-moteur asynchrone. Utilisons à cet effet les relations $M = f(s)$ entre les couples M_1 et M_2 correspondant respectivement aux champs direct et inverse, le champ statorique étant pulsatoire et les valeurs du glissement critique s_{cr} différentes (fig. 2.40, *a* et *b*).

Sur la fig. 2.40 la courbe du couple résultant M pour un champ statorique pulsatoire se présente comme somme géométrique des couples créés par les champs direct et inverse.

Pour le cas de la fig. 2.40, *a*, le glissement critique par rapport au champ direct $s_{cr} = 0,5$ et le couple résultant dans les limites du régime moteur ($s = 0$ à 1) a la même direction que le couple

dû au champ direct et coïncide donc avec le sens de rotation du rotor. Par conséquent, le rotor ne s'arrête pas après la coupure du signal de commande, si évidemment le couple résistant M_{st} est inférieur au couple résultant maximal (par exemple, le régime au point A).

Pour le cas de la fig. 2.40,b, le glissement critique par rapport au champ direct $s_{cr} = 1$. Dans ce cas, la courbe du couple résultant ne coupe l'axe du glissement qu'en un seul point pour lequel $s = 1$ et dans l'étendue du régime moteur le couple M est négatif, c'est-à-dire il est retardateur et dirigé contre le sens de rotation du rotor. C'est pourquoi, après la coupure du signal de commande, le rotor s'arrête. Il en est de même pour $s_{cr} > 1$. Ю



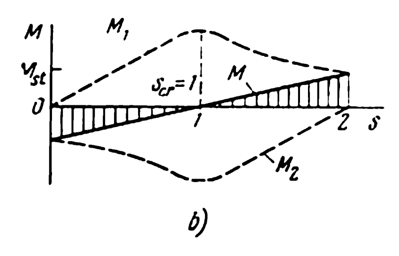


Fig. 2.40. Courbes de couples moteurs en fonction du glissement pour des valeurs différentes du glissement critique.

Il convient de noter que la valeur de s_{cr} (lorsque la condition $s_{cr} > 1$ est satisfaite) pour laquelle l'absence d'emballement spontané est garantie dépend du mode de couplage de l'enroulement de commande. Par exemple, lors de la coupure du signal de commande par débranchement du circuit de l'enroulement de commande le glissement critique imposé est supérieur à celui correspondant à la coupure du signal sans débranchement.

L'inversion de marche des servo-moteurs asynchrones s'effectue par décalage de 180° de la phase de la tension de commande (par permutation des extrémités de l'enroulement E_{com}, par exemple). Dans ces conditions, le champ magnétique du stator se met à tourner en sens inverse, en changeant ainsi le sens de rotation du rotor.

§ 2.8. CARACTÉRISTIQUES DYNAMIQUES DES SERVO-MOTEURS ASYNCHRONES

Lors de l'analyse des servo-moteurs asynchrones il faut tenir compte du fait que la durée des processus électromagnétiques transitoires est nettement inférieure à celle des processus électromécaniques transitoires et, dans la plupart des cas, peut pratiquement être négligée.

Les expressions analytiques précises de la caractéristique transitoire et de la fonction de transfert de ces moteurs sont très compliquées en raison de la non-linéarité des caractéristiques mécaniques et de réglage. Les calculs se font donc avec une linéarisation (entière ou sur une portion de la courbe) de ces caractéristiques. Sur la por-

tion linéaire de la caractéristique mécanique, les propriétés dynamiques du servo-moteur asynchrone sont régies par les équations analogues à (2.35), (2.36) et (2.39) valables pour un servo-moteur à courant continu. Cela veut dire que le servo-moteur asynchrone constitue un réseau apériodique du premier ordre si la grandeur de sortie est la vitesse du rotor; il constitue un réseau intégrateur à inertie lorsque la grandeur de sortie est l'angle théorique du rotor.

Pour caractériser la rapidité de réponse des servo-moteurs asynchrones on fait appel à la constante de temps électromécanique T_M.

La constante T_M c'est l'intervalle de temps pendant lequel le rotor d'un moteur non chargé possédant un moment d'inertie J se met en vitesse à partir de l'état immobile jusqu'à une vitesse à vide idéale ω_0, le couple moteur étant constant et égal au couple au démarrage M_d, c'est-à-dire

$$T_M = J \frac{\omega_0}{M_d}. \qquad (2.60)$$

Sur la portion linéarisée de la caractéristique mécanique, l'expression (2.60) se transforme comme suit

$$T_M = J/k_{am}. \qquad (2.61)$$

La valeur de T_M des servo-moteurs asynchrones dépend, dans le cas général, du facteur de signal. Dans le cas des commandes par variation d'amplitude et mixte (à condensateur) l'allure shunt des caractéristiques mécaniques devient moins prononcée avec la diminution du signal, c'est-à-dire le rapport ω_0/M_d augmente et le coefficient d'amortissement interne k_{am} diminue (cf. fig. 2.37). D'où une agmentation de T_M. Dans le cas de ces modes de commande pour déterminer T_M (si $0 < \alpha_{ef} \leqslant 1$) on peut utiliser en première approximation la formule:

$$T_M = J \frac{\omega_1}{M_{d0}} \left(\frac{2}{1+\alpha_{ef}^2}\right). \qquad (2.62)$$

En cas de commande par variation de phase, les caractéristiques mécaniques shunt ne dépendent pratiquement pas du facteur de signal et la constante T_M peut être définie par la formule

$$T_M = J \frac{\omega_1}{M_{d0}}. \qquad (2.63)$$

La constante de temps électromécanique T_M des servo-moteurs réels peut être quelque peu inférieure à celle calculée d'après (2.62) et (2.63). Cela est dû à la non-linéarité de la caractéristique mécanique, d'où la valeur du couple moteur à une même vitesse est plus grande que dans le cas de la loi linéaire.

Avec l'augmentation de la fréquence f de la tension du réseau d'alimentation et la diminution du nombre de paires de pôles p, la constante T_M augmente car la vitesse de synchronisme varie

suivant la loi

$$\omega_1 = 2\pi \frac{f}{p}.$$

Les principales mesures appelées à diminuer T_M et à augmenter la rapidité de réponse des servo-moteurs asynchrones sont:

1) diminution du moment d'inertie du rotor par l'emploi d'un rotor amagnétique cylindrique, par exemple;

2) augmentation du couple au démarrage en améliorant la conception et en diminuant l'entrefer; par l'emploi d'une construction « creuse », par exemple.

Il vaut mieux comparer la rapidité de réponse des servo-moteurs asynchrones à rotor amagnétique cylindrique et à rotor du type à cage d'écureuil, à égalité des puissances sur l'arbre, des pertes totales par unité de surface de la carcasse déterminant l'échauffement du moteur, des taux de non-linéarité des caractéristiques et des fréquences du réseau d'alimentation.

Il résulte de (2.60) que la relation entre les constantes T_M des servo-moteurs en question à égalité des vitesses de rotation est directement proportionnelle au rapport entre les moments d'inertie du rotor et inversement proportionnelle au rapport entre les couples au démarrage.

Le moment d'inertie du rotor amagnétique cylindrique est nettement inférieur à celui d'un rotor du type à cage d'écureuil de mêmes diamètre et longueur.

Toutefois, les rotors à cage d'écureuil ont un rapport admissible de la longueur au diamètre quant à la résistance mécanique plus grand devant celui des rotors amagnétiques cylindriques à paroi mince fixés en porte-à-faux sur l'arbre. Ainsi, à une même surface constante nécessaire au passage du flux magnétique principal, le diamètre du rotor du type à cage d'écureuil et son moment d'inertie peuvent être diminués par l'augmentation de sa longueur.

En l'absence de saturation du circuit magnétique et à égalité des autres conditions, les moteurs à rotor à cage d'écureuil permettent d'obtenir un couple au démarrage plus grand, en diminuant la longueur de l'entrefer (cf. § 2.6).

Les facteurs ci-dessus déterminent la rapidité de réponse comparative des servo-moteurs asynchrones. Dans les moteurs de construction « creuse » à rotor du type à cage d'écureuil d'une puissance de plusieurs unités et même des fractions de watt, on peut obtenir, malgré les faibles dimensions et poids du rotor, une constante de temps T_M plus petite que dans le cas d'un rotor amagnétique cylindrique. Parmi les moteurs plus puissants, les moteurs à rotor amagnétique cylindrique présentent une rapidité de réponse plus importante. A la fréquence de 400 Hz et dans les conditions du champ magnétique circulaire, les moteurs d'une puissance de 10 à 20 W à rotor amagnétique cylindrique possèdent une T_M se situant entre 0,015 et 0,15 s, et dans les moteurs à rotor à cage d'écureuil elle est comprise entre 0,05 et 1,5 s.

Sur la fig. 2.41 sont montrées les caractéristiques de rapidité de réponse de certains servo-moteurs asynchrones fabriqués en série (les notations sont analogues à celles de la fig. 2.27).

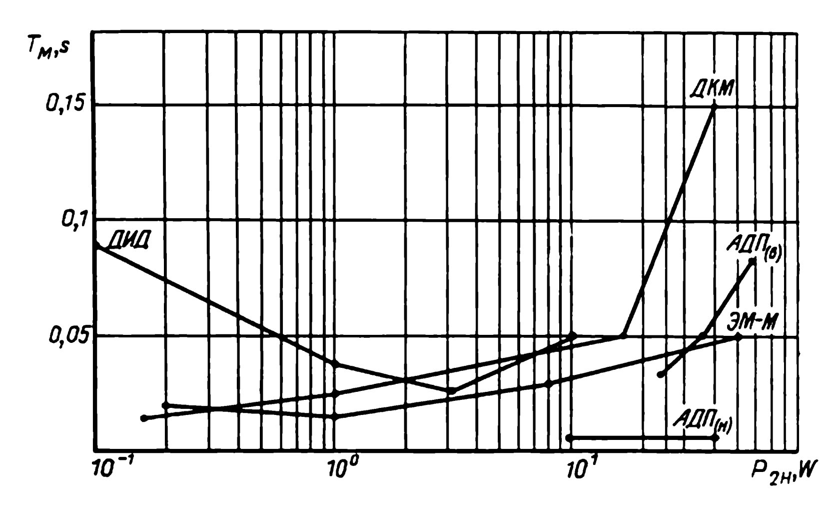


Fig. 2.41. Courbes représentatives de la constante de temps T_M en fonction de la puissance nominale des servo-moteurs asynchrones.

§ 2.9. MICROMOTEURS SYNCHRONES À ROTATION CONTINUE

Les micromoteurs synchrones réalisés suivant la conception classique d'une machine synchrone à excitation électromagnétique avec un enroulement de démarrage à cage d'écureuil possèdent des caractéristiques de fonctionnement et de démarrage optimales. Toutefois, ces moteurs ne sont pratiquement pas utilisés dans les automatismes et les appareils de faible puissance dont les caractéristiques énergétiques ne jouent pas un rôle décisif. Les causes essentielles en sont :

1) le fonctionnement du micromoteur n'est assuré qu'avec deux sources d'alimentation : à courant alternatif et continu ;

2) le contact glissant bagues — balais diminue la fiabilité du micromoteur tout en compliquant sa construction ;

3) la nécessité d'avoir un dispositif de démarrage spécial destiné à débrancher, lors de la mise en vitesse du rotor, son enroulement d'excitation sur la source d'alimentation à courant continu pour le relier à une résistance extérieure.

Dans les automatismes, appareils et dispositifs d'usage courant de faible puissance, les micromoteurs synchrones sans contact, exempts d'inconvénients ci-dessus, ont reçu la plus grande extension. Selon la conception du rotor et le matériau dont il est fabriqué, facteurs qui déterminent dans une large mesure la nature du couple

électromagnétique et les propriétés de fonctionnement, on distingue trois groupes de micromoteurs:

1) moteurs à aimants permanents (du type actif);
2) moteurs à réluctance variable;
3) moteurs à hystérésis.

Le stator de ces micromoteurs ne diffère en rien des stators de machines synchrones et asynchrones classiques; il est du type feuilleté, constitué par un empilage de tôles en acier électrique. Dans

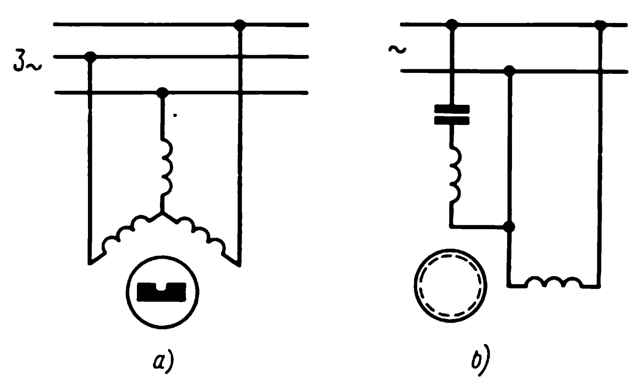


Fig. 2.42. Schémas de couplage des micromoteurs:
a — triphasé à aimants permanents; *b* — à hystérésis monophasé.

les encoches du stator est logé un enroulement réparti triphasé ou diphasé destiné à créer un champ magnétique tournant (fig. 2.42).

La propriété commune des micromoteurs examinés dans ce paragraphe est l'égalité de la vitesse du rotor et du premier harmonique du champ magnétique statorique au régime de synchronisme.

Micromoteurs à aimants permanents (du type actif)

Le rotor des micromoteurs à aimants permanents se compose de deux parties essentielles:

a) aimants permanents produisant un flux magnétique d'excitation du rotor et assurant l'apparition d'un couple électromagnétique au régime de la vitesse de synchronisme;

b) enroulement en court-circuit du type à cage d'écureuil logé dans une armature en acier électrique et assurant un couple électromagnétique lors du démarrage en asynchrone.

Les plus répandus sont les rotors à disposition radiale (fig. 2.43,*a*) et axiale (fig. 2.43,*b*) des aimants permanents et de l'enroulement en court-circuit.

Le couple électromagnétique est créé par l'interaction du champ tournant du stator et du champ d'excitation du rotor.

Lorsque le circuit magnétique est équilibré et que la résistance ohmique de l'enroulement statorique est insignifiante, la valeur du

couple électromagnétique d'un micromoteur synchrone fonctionnant en régime de la vitesse de synchronisme est définie par l'équation connue de la théorie générale des machines synchrones du type actif:

$$M_{syn} = \frac{m_1 U_1 E_0}{\omega_1 X_{syn}} \sin \theta_u, \tag{2.64}$$

où m_1 est le nombre de phases de l'enroulement statorique; U_1, la tension de phase aux bornes de l'enroulement statorique; E_0, la F.E.M. induite sous l'action du flux magnétique du rotor dans

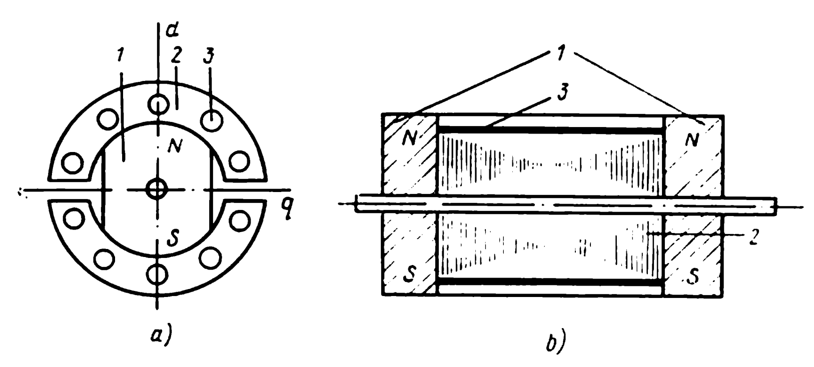


Fig. 2.43. Schéma structural des rotors de micromoteurs synchrones à aimants permanents:

1 — aimants permanents; 2 — armature en acier magnétique; 3 — barres de l'enroulement en court-circuit.

la phase de l'enroulement statorique; X_{syn}, l'inductance de synchronisme de l'enroulement statorique; $\omega_1 = 2\pi \frac{f}{p}$, la vitesse angulaire de synchronisme; f, la fréquence de la tension du secteur; p, le nombre de paires de pôles de l'enroulement statorique; θ_u, l'angle de décalage dans le temps entre les vecteurs $\dot{U}_1$ et E_0.

L'angle θ_u est numériquement égal à l'angle de décalage dans l'espace (en degrés d'angle électrique) entre l'onde de tension spatiale du stator et l'axe transversal q du rotor.

La valeur de l'angle θ_u en régime de la vitesse de synchronisme dépend du couple résistant sur l'arbre du moteur. La caractéristique angulaire correspondant à l'équation (2.64) est donnée sur la fig. 2.44 (trait plein).

Dans les micromoteurs synchrones réels à aimants permanents le circuit magnétique est déséquilibré: les inductances de l'enroulement statorique suivant les axes longitudinal X_d et transversal X_q de la machine ne sont pas égales. Cela se manifeste avec évidence dans les micromoteurs de construction radiale (fig. 2.43,*a*) dans lesquels la réluctance du circuit magnétique du rotor suivant l'axe longitudinal *d* est plus grande que suivant l'axe transversal *q* en raison de la faible perméabilité du matériau des aimants permanents *1* par rapport à l'acier magnétique *2*.

La résistance ohmique de l'enroulement statorique R_1 des micromoteurs synchrones contrairement aux moteurs analogues de grande puissance est du même ordre de grandeur que les inductances X_d et X_q. C'est pourquoi une quantité appréciable de puissance absorbée est dissipée dans la résistance R_1.

Les deux facteurs mentionnés conditionnent la variation de la valeur du couple électromagnétique M_{syn} et du caractère de la relation entre ce couple et l'angle θ_u.

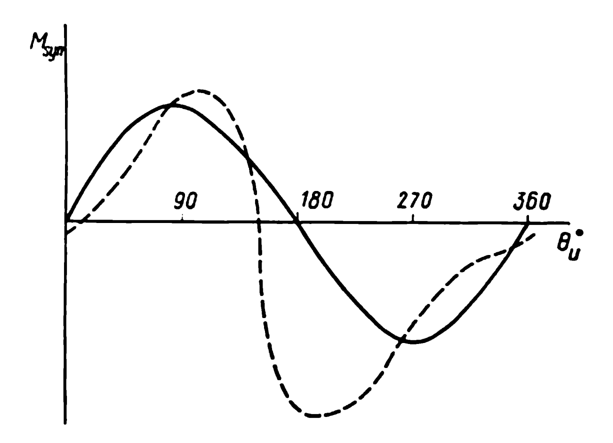


Fig. 2.44. Caractéristique angulaire d'un micromoteur synchrone à aimants permanents.

La composante de base du couple électromagnétique est celle qui correspond à l'interaction des champs statorique et rotorique

$$M_{\text{b}} = \frac{m_1 U_1 E_0}{\omega_1}\left[\frac{X_q(2R_1X_d - R_1X_q + X_qX_d)}{(X_qX_d + R_1^2)^2}\sin\theta_u + \right.$$
$$\left. + \frac{R_1(2X_q^2 - X_dX_q + R_1^2)}{(X_qX_d + R_1^2)^2}\cos\theta_u\right].$$

Pour $R_1 = 0$, l'expression du couple M_{b} se transforme en (2.64).

Il apparaît alors une composante constante du couple

$$M_{cR_1} = -\frac{m_1 E_0^2}{\omega_1}\cdot\frac{R_1(X_q^2 + R_1^2)}{(X_qX_d + R_1^2)^2}$$

qui est proportionnelle aux pertes de puissance dans l'enroulement statorique sous l'effet des courants induits dans cet enroulement par le flux magnétique du rotor.

L'inégalité des inductances suivant les axes longitudinal et transversal provoque l'apparition d'une composante constante

$$M_{\text{r. c}} = -\frac{m_1 U_1^2}{2\omega_1}\cdot\frac{R_1(X_d - X_q)^2}{(X_qX_d + R_1^2)^2} \qquad (2.65a)$$

et d'une composante alternative

$$M_{\text{r. a}}=\frac{m_1U_1^2}{2\omega_1}\cdot\frac{(X_d-X_q)}{(X_qX_d+R_1^2)^2}[(X_qX_d-R_1^2)\sin 2\theta_u+R_1(X_q+X_d)\cos 2\theta_u] \quad (2.65b)$$

qui ont reçu le nom de composantes réactives. Si $X_q = X_d$ les deux composantes sont nulles.

Les composantes du couple constantes M_{cR_1} et $M_{\text{r.c}}$ sont négatives et représentent donc les composantes de freinage.

Le couple électromagnétique résultant d'un micromoteur asynchrone à aimants permanents se présente dans le cas général comme une somme de toutes ces composantes:

$$M_{\text{syn}} = M_{\text{b}} + M_{cR_1} + M_{\text{r.c}} + M_{\text{r.a}}. \quad (2.66)$$

Fig. 2.45. Caractéristique mécanique d'un micromoteur synchrone à aimants permanents en régime asynchrone (s — glissement).

Sur la fig. 2.44 est donnée (en pointillé) la caractéristique angulaire d'un micromoteur synchrone de construction radiale correspondant à l'expression (2.66).

En cas de fonctionnement des micromoteurs dans les systèmes de transmissions synchrones, il faut souvent connaître la relation entre le couple M_{syn} et l'angle γ formé par l'axe de la F.M.M. (ou du flux) du stator et l'axe longitudinal du rotor.

Il est à noter que la caractéristique angulaire $M_{\text{syn}} = f(\gamma_é)$ est elle aussi non sinusoïdale, mais pour $\gamma_é = 0$ et 180° le couple $M_{\text{syn}} = 0$ ($\gamma_é$ est l'angle γ en degrés électriques).

A égalité des autres conditions, le couple M_{syn} est d'autant plus important que la F.E.M. E_0 est plus grande, c'est-à-dire que le flux magnétique du rotor est plus important.

Dans les micromoteurs synchrones à aimants permanents on fait appel au démarrage en asynchrone, c'est-à-dire pendant l'accélération du rotor jusqu'à une vitesse voisine de celle de synchronisme le moteur fonctionne en moteur asynchrone. L'interaction du champ magnétique tournant du stator et des courants induits par ce champ dans l'enroulement rotorique en court-circuit produit un couple asynchrone M_{a} (fig. 2.45). La particularité du démarrage de ces moteurs par rapport aux moteurs à excitation électromagnétique consiste en ce que leur démarrage s'effectue en présence du flux d'excitation du rotor. Le rotor étant en rotation, ce flux induit dans l'enroulement statorique une F.E.M. dont la fréquence n'est pas égale à celle de la tension secteur. Sous l'effet de la F.E.M., dans le circuit des enroulements statoriques apparaissent des courants qui

par l'action mutuelle avec le flux du rotor qui les a engendrés produisent un couple de freinage M_{fr} dirigé en sens inverse du couple asynchrone M_a. La caractéristique mécanique résultante $M_{rés} = f(s)$ présente donc des creux qui rendent plus mauvaises les conditions de démarrage. Par exemple, pour un couple résistant sur l'arbre $M_{st\,A}$ (fig. 2.45) le rotor tourne à une vitesse correspondant au glissement s_A. Cette vitesse est loin d'être celle de synchronisme d'où vient que le rotor ne tournera pas en synchronisme avec le champ statorique.

Il est à noter qu'en régime de synchronisme ($s = 0$) le couple M_{fr} est la composante considérée plus haut du couple électromagnétique M_{cR_1}. Afin de diminuer le couple de freinage M_{fr} il faut baisser le taux d'excitation des aimants permanents du rotor, c'est-à-dire réduire le rapport E_0/U_1.

On appelle taux d'excitation optimal des aimants permanents du rotor l'excitation qui assure les meilleures caractéristiques de fonctionnement en régime de synchronisme aux valeurs prescrites des courbes de démarrage.

Micromoteurs à réluctance variable

On appelle micromoteurs synchrones à réluctance variable les moteurs dont la réluctance varie suivant la circonférence de l'entrefer et dont le rotor est non excité. Le champ magnétique tournant de

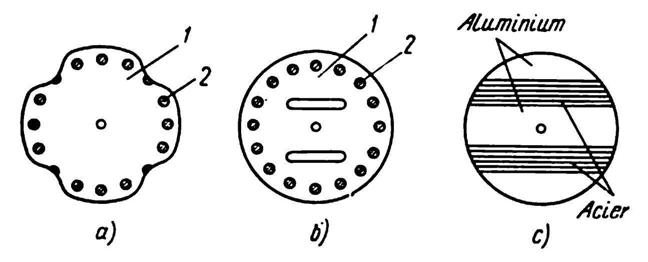


Fig. 2.46. Schéma structural des rotors de micromoteurs synchrones à réluctance variable:

1 — armature en acier magnétique; 2 — barres de l'enroulement en court-circuit.

ces micromoteurs n'est créé que sous l'effet de la F.M.M. du stator. Le couple électromagnétique apparaît à la suite de la variation de l'énergie dissipée par le champ magnétique dans l'entrefer en cas de désalignement des axes du champ et du rotor.

La variation de la réluctance du circuit magnétique suivant la circonférence de l'entrefer du moteur s'effectue par un choix convenable de la géométrie et du matériau du rotor.

Les rotors dont les schémas sont représentés sur les fig. 2.46, *a* et *b*, ne se distinguent du rotor en court-circuit du type à cage d'écureuil d'un micromoteur asynchrone que par l'emploi d'encoches

ouvertes (rotor à pôles saillants, fig. 2.46, *a*) ou fermées (rotor à pôles non saillants, fig. 2.46, *b*) qui assurent la variation de réluctance du circuit magnétique suivant la circonférence de l'entrefer. Dans le rotor de la fig. 2.46, *c* le même effet s'obtient par l'emploi de deux matériaux à propriétés magnétiques différentes.

Sur la fig. 2.47 est montré le micromoteur synchrone à réluctance variable СД-09М dont le rotor correspond à celui de la fig. 2.46, *a*.

Examinons le principe de fonctionnement du micromoteur à réluctance variable sur l'exemple d'un modèle statique de la

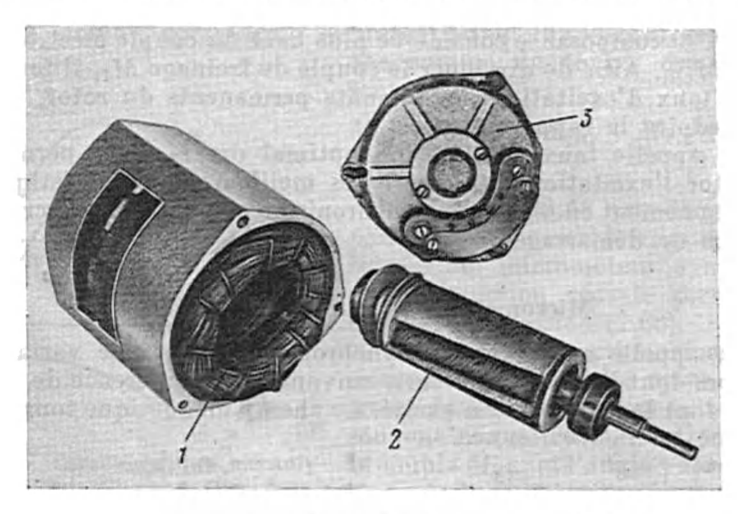


Fig. 2.47. Micromoteur synchrone à réluctance variable СД-09М:
1 — stator à enroulement diphasé; *2* — rotor; *3* — flasque.

fig. 2.48. Remplaçons le champ tournant statorique par un aimant permanent. Désignons par γ l'angle formé par l'axe de la F.M.M. apparaissant dans le stator et l'axe longitudinal *d* du rotor. Supposons que sur ce modèle les sens de la F.M.M. et du flux magnétique du stator Φ_1 coïncident.

La fig. 2.48, *a* montre la position du rotor lorsque l'angle formé par les axes du rotor et du flux apparaissant dans le stator, c'est-à-dire l'angle de désalignement $\gamma = 0$. Les lignes de force magnétiques passent par les voies les plus faciles à traverser et restent donc parallèles. Le couple moteur de réaction $M_r = 0$. Le rotor prend la position d'équilibre stable. Si l'on fait tourner le rotor d'un angle γ dans le sens horaire (fig. 2.48, *b*) les lignes de force magnétiques seront brisées. La déformation du champ magnétique provoquera, en raison de la raideur des lignes de force, un couple moteur de réaction tendant à tourner le rotor dans le sens antihoraire. Il est clair que le rotor prendra la position décalée d'un angle γ par rapport à l'axe du flux statorique tel que le couple extérieur soit équilibré par le couple moteur de réaction. Après l'élimination du couple

extérieur, le rotor reviendra dans la position d'équilibre stable pour laquelle $\gamma = 0$. Lorsque le rotor tourne de 90° (fig. 2.48, *c*) les lignes de force magnétiques redeviendront parallèles, sans se recourber, mais la réluctance du circuit magnétique sera dans ce cas plus grande que pour $\gamma = 0$.

Si le couple de réaction $M_r = 0$, le rotor garde son équilibre. Toutefois, il existe entre les positions d'équilibre pour $\gamma = 0$ et $\gamma = 90°$ une différence substantielle : dans le premier cas, l'équilibre est stable car pour tout écart de celui-ci le rotor tend à revenir sur sa position initiale, alors que dans le second cas, l'équilibre est

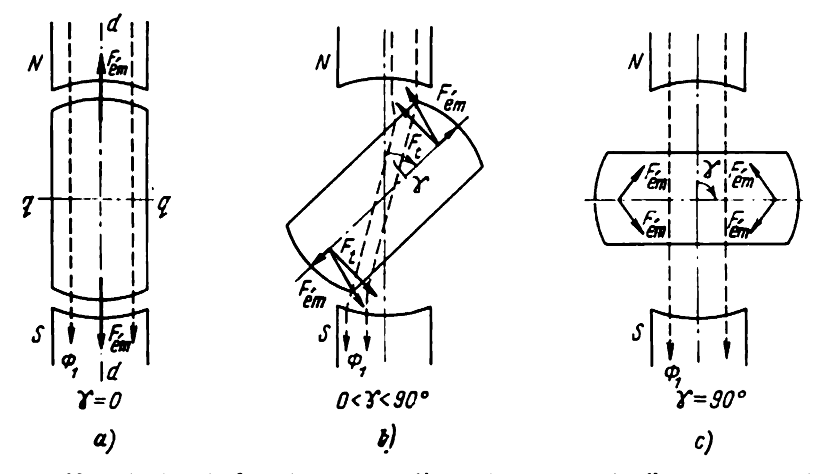


Fig. 2.48. Principe de fonctionnement d'un micromoteur à réluctance variable.

instable et il suffit donc d'avoir une perturbation insignifiante pour que le rotor revienne sur sa position d'équilibre stable correspondant à la perméabilité maximale montrée sur la fig. 2.48, *a* ou inversée de 180° par rapport au premier cas.

Ainsi, le couple de réaction M_r tend toujours à amener le rotor dans la position correspondant à la réluctance minimale offerte au flux créé dans le moteur. La position d'équilibre stable du rotor est assurée pour $\gamma = 0$ ou 180° et celle d'équilibre instable pour $\gamma = 90$ ou 270° électriques.

Nous avons donc examiné le processus physique de création d'un couple moteur de réaction en régime statique lors du désalignement de l'axe du rotor sur celui des pôles d'un aimant permanent. Dans les micromoteurs synchrones à réluctance variable réels, les enroulements statoriques *1* créent un champ magnétique tournant dans l'espace à la vitesse constante ou variable, et le rotor *2* est entraîné par le couple de réaction et suit le champ magnétique tout en tournant à la vitesse de celui-ci (fig. 2.49).

Les expressions analytiques du couple de réaction exprimé par l'angle γ sont très encombrantes. Aussi, lors des calculs, utilise-t-on

l'angle θ_u entre l'onde spatiale de tension du stator et l'axe transversal q du rotor, la valeur de cet angle dépendant elle aussi du couple résistant de la charge.

L'allure de la caractéristique angulaire du moteur à réluctance variable est définie par la loi de la variation de réluctance le long de la circonférence du stator. Le couple correspondant au premier harmonique (harmonique 2) de la composante alternative de la réluctance, abstraction faite de la résistance ohmique aux bornes de l'enroulement statorique, est défini par la formule connue de la théorie générale des machines électriques à pôles saillants:

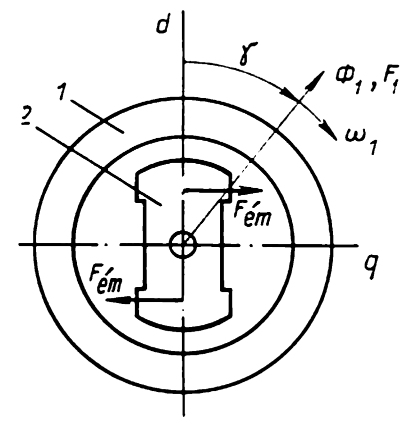


Fig. 2.49. Modèle d'un micromoteur synchrone à réluctance variable.

$$M_r = \frac{m_1 U_1^2}{2\omega_1}\left(\frac{1}{X_q} - \frac{1}{X_d}\right)\sin 2\theta_u, \tag{2.67a}$$

où X_d et X_q sont les inductances synchrones suivant respectivement les axes longitudinal et transversal.

Le couple moteur de réaction M_r, contrairement au couple actif, varie comme une fonction de l'angle θ_u suivant la loi $\sin 2\theta_u$ (trait plein de la fig. 2.50). Un régime établi du micromoteur correspond à un angle donné θ_u assurant l'égalité $M_r = M_{st}$, où M_{st} est le couple résistant statique sur l'arbre du moteur.

Dans les micromoteurs synchrones réels la résistance ohmique aux bornes de l'enroulement statorique R_1 s'avère relativement élevée et est commensurable avec les iductances X_d et X_q. C'est pourquoi, en calculant le couple de réaction, il faut employer les formules précisées (2.65a) et (2.65b)

$$M_r = M_{r.c} + M_{r.a} = \frac{m_1 U_1^2}{2\omega_1}\cdot\frac{X_d - X_q}{(X_q X_d + R_1^2)^2}\times$$
$$\times\left[(X_q X_d - R_1^2)\sin 2\theta_u + R_1(X_q + X_d)\cos 2\theta_u - R_1(X_d - X_q)\right]. \tag{2.67b}$$

Si $R_1 = 0$, l'expression (2.67b) se transforme en (2.67a). De la formule (2.67b) il résulte que la résistance R_1 influe sur la valeur du couple M_r. Le maximum du couple est décalé de 45° vers les angles plus petits θ_u = (30 à 40°) (en pointillé sur la fig. 2.50).

Le calcul de la caractéristique $M_r = f(\theta_u)$ par rapport à l'argument γ peut se faire d'après la formule

$$\theta_u = \operatorname{arctg}\frac{X_q \sin\gamma_é - R_1\cos\gamma_é}{X_d\cos\gamma_é + R_1\sin\gamma_é},$$

où $\gamma_é = p\gamma$ est l'angle en degrés électriques.

Les caractéristiques angulaires $M_r = f(\gamma_é)$ ne sont pas sinusoïdales, mais pour les angles $\gamma_é = 0, 90, 180$ et $270°$ le couple $M_r = 0$.

Si la vitesse du rotor et celle du champ ne sont pas égales, l'angle θ_u devient une fonction périodique du temps et le couple de réaction moyen s'annule. C'est pourquoi dans les micromoteurs synchrones à réluctance variable on emploie le démarrage en asynchrone. En tant qu'enroulement de démarrage on utilise soit l'enroulement du type à cage d'écureuil (fig. 2.46, *a* et *b*), soit les parties en aluminium du rotor (fig. 2.46, *c*). Dans les moteurs avec le rotor montré sur la

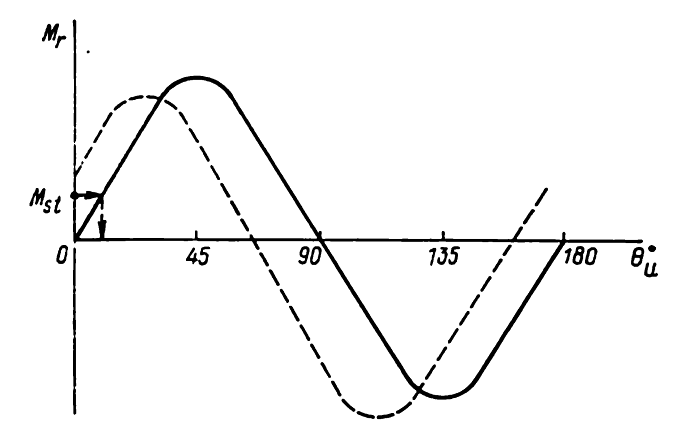


Fig. 2.50. Caractéristique angulaire d'un micromoteur synchrone à réluctance variable.

fig. 2.46, *b* la mise en jeu de l'ensemble complet des barres de l'enroulement permet d'améliorer les caractéristiques de démarrage et, en particulier, d'augmenter le couple de mise en synchronisme.

Lors du démarrage des micromoteurs à réluctance variable, sous l'effet de la variation de la réluctance $\mathfrak{R}$ il apparaît une constante alternative du flux magnétique induisant une F.E.M. additionnelle dans l'enroulement statorique. Tout comme dans les moteurs à aimants permanents, il se crée un couple de freinage M_{fr}. Cependant l'influence de ce couple sur les caractéristiques de démarrage du micromoteur à réluctance variable est moins prononcée car son rotor n'est pas excité.

En régime de synchronisme le couple $M_{fr} = M_{r.\ c}$.

Les micromoteurs synchrones à réluctance variable présentent des indices énergétiques médiocres. La cause de la valeur basse du facteur de puissance cos φ consiste en ce que le flux magnétique dans le micromoteur à réluctance variable est exclusivement créé par le courant magnétisant du stator dont le caractère est purement inductif. L'augmentation du courant magnétisant est favorisée par la réluctance élevée du circuit magnétique en raison de la présence de creux sur le rotor ($\mathfrak{R}_q > \mathfrak{R}_d$). Le rendement des moteurs à réluc-

tance variable est lui aussi faible vu les pertes de puissance électrique considérables dans les enroulements statoriques.

Ainsi, l'augmentation de la différence entre les réluctances et les inductances suivant les axes d et q entraîne celle du couple M_r [cf. formule (2.67a)], mais fait baisser les caractéristiques énergétiques du moteur. Dans les micromoteurs synchrones à réluctance variable réels le rapport de la largeur de l'arc polaire du rotor au pas polaire est de l'ordre de 0,5 à 0,6 et le rapport de l'entrefer maximal à l'entrefer minimal, de 10 à 12.

Micromoteurs à hystérésis

On appelle *micromoteur synchrone à hystérésis* le moteur (fig. 2.51) dont le couple est engendré sous l'effet d'hystérésis au cours d'un cycle d'aimantation du rotor.

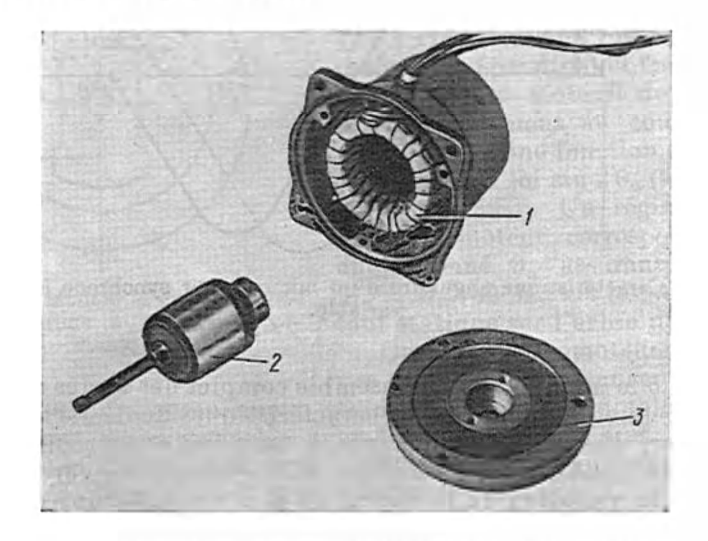


Fig. 2.51. Micromoteur synchrone à hystérésis Г-201 : 1 — stator à enroulement diphasé ; 2 — rotor ; 3 — flasque.

Le rotor du moteur à hystérésis est fabriqué en matériaux magnétiques durs à large cycle d'hystérésis (vicalloy, alni). Pour économiser le matériau magnétique dur coûteux le rotor utilise la construction assemblée (fig. 2.52).

Pour rendre optimal l'emploi du matériau, du point de vue de son intensité d'aimantation, et obtenir les meilleurs indices énergétiques, il faut faire un choix judicieux du rapport de l'épaisseur de la bague *1* faite en matériau magnétique dur au diamètre du rotor.

Pour mettre en évidence la nature du couple hystérésique, examinons les processus physiques se déroulant dans le rotor de construction décrite, en cas de rotation en asynchrone, c'est-à-dire lors-

que l'aimantation du matériau de rotor change constamment de sens. Supposons que les axes des F.M.M. et des flux magnétiques aussi bien dans le stator que dans le rotor coïncident. A un instant donné, lorsque le vecteur du flux magnétique tournant Φ_1 créé dans le stator

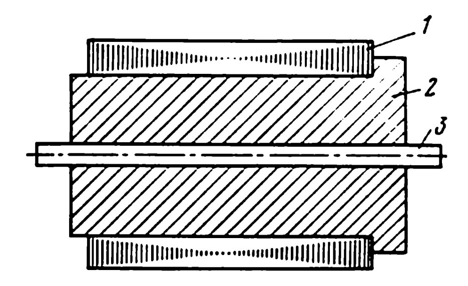


Fig. 2.52. Rotor d'un micromoteur à hystérésis:
1 — anneau en matériau magnétiquement dur; 2 — moyeu en matériau amagnétique ou magnétiquement doux; 3 — arbre.

prend la position A (fig. 2.53, a), les aimants élémentaires du rotor s'orientent le long de ce flux. Les forces d'interaction des aimants élémentaires, A_1 et A_2 par exemple, et du flux du stator sont dirigées

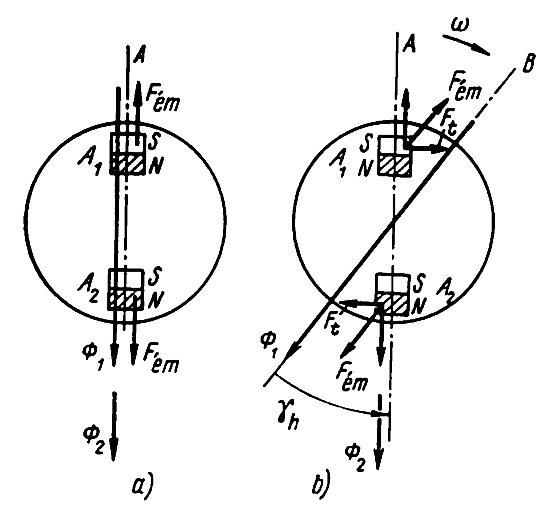


Fig. 2.53. Principe de fonctionnement d'un micromoteur à hystérésis.

le long de ce flux et ne créent donc aucun couple moteur. Si le flux du stator se déplace en B, les aimants élémentaires tourneront en même sens (fig. 2.53, b). Toutefois, sous l'effet du retard dû à l'hystérésis, les aimants A_1 et A_2 ne tourneront pas simultanément du même angle que le flux Φ_1 de sorte qu'il se forme entre eux un angle de désalignement γ_h (angle de retard hystérésique). Par la suite, les

forces d'interaction $F_{ém}$ auront des composantes tangentielles qui créeront le couple hystérésique du régime asynchrone $M_{h.\,a}$. Ce couple hystérésique est proportionnel au produit vectoriel des vecteurs spatiaux représentatifs du flux magnétique dans le rotor $\overline{\Phi}_2$ engendré par les aimants élémentaires et du flux statorique $\overline{\Phi}_1$ qui tournent à vitesses égales, mais avec un déphasage de γ_h:

$$M_{h.\,a} = k\,[\overline{\Phi}_1\overline{\Phi}_2] = k\Phi_1\Phi_2 \sin\gamma_h, \qquad (2.68a)$$

où k est la constante qui dépend des paramètres géométriques.

En cas d'alimentation équilibrée, triphasée par exemple, les valeurs des flux Φ_1 et Φ_2 ne dépendent pas de la vitesse du rotor.

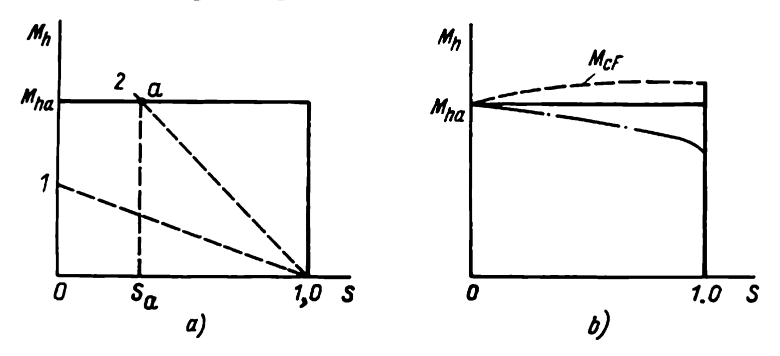


Fig. 2.54. Caractéristiques mécaniques d'un micromoteur à hystérésis.

L'angle de décalage dans l'espace γ_h pour lequel le flux du rotor est en retard sur le flux du stator ne dépend lui non plus de la vitesse du rotor. Cet angle est déterminé par une force coercitive H_c pour laquelle commence à varier le sens du champ créé par les aimants élémentaires, c'est-à-dire il est fonction de la forme du cycle d'hystérésis dont est doué le matériau du rotor. Il en est de même pour la valeur du couple moteur hystérésique $M_{h.\,a}$ qui ne dépend pas de la vitesse du rotor.

La caractéristique mécanique idéale du micromoteur est montrée sur la fig. 2.54, *a* (trait plein). On y voit que le micromoteur synchrone à hystérésis,contrairement aux moteurs synchrones d'autres types, possède son propre couple au démarrage hystérésique, égal au couple dans le cas d'un rotor tournant à la vitesse de synchronisme.

La valeur du couple hystérésique est définie en partant du bilan de puissances dissipées dans le rotor. La puissance des pertes par hystérésis dans le rotor immobile est

$$P_{h.\,d} = p_{h.\,sp} f_1 V,$$

où $p_{h.\,sp}$ sont les pertes par hystérésis spécifiques au cours d'un cycle complet décrit par unité de volume du matériau (ces pertes sont proportionnelles à l'aire comprise à l'intérieur du cycle d'hys-

térésis) ; V_r le volume du matériau magnétique dur du rotor ; f_1, la fréquence de la tension secteur.

Lorsque le rotor tourne avec un glissement s la fréquence du cycle d'hystérésis du rotor $f_s = sf_1$ et les pertes par hystérésis dans le rotor

$$P_{h.s} = sP_{h.d}.$$

La différence entre les puissances $P_{h.d}$ et $P_{h.s}$ correspond à la puissance mécanique totale développée par le moteur

$$P_{méc} = P_{h.d} - P_{h.s} = P_{h.d}(1-s).$$

Le couple moteur hystérésique sera alors

$$M_{h.a} = \frac{P_{méc}}{\omega_2} = \frac{P_{h.d}}{\omega_1} = \frac{p_{h.sp} f_1 V}{\omega_1}, \quad (2.68b)$$

où ω_2 et ω_1 sont les vitesses du rotor et du champ.

De (2.68b) il résulte que pour augmenter le couple hystérésique le rotor sera fabriqué en matériau dont le cycle d'hystérésis possède les valeurs maximales de la force coercitive H_c et de l'induction rémanente B_r ainsi que la forme la plus convexe (fig. 2.55). Dans le cas idéal il serait souhaitable que le matériau du rotor ait un cycle d'hystérésis rectangulaire *1*. Comme le montre la courbe *2*, les matériaux du type vikalloy et alni sont les plus proches de cette version idéale. Les aciers magnétiques ordinaires ont un cycle d'hystérésis du type *3* et n'assurent donc pas de couple hystérésique tant soit peu important.

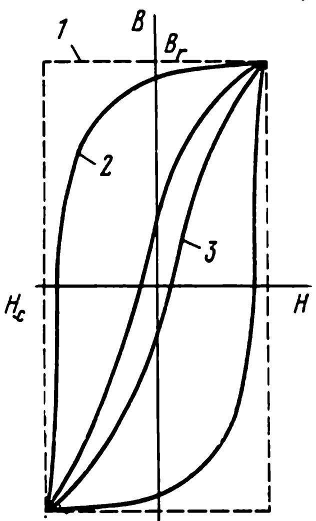


Fig. 2.55. Cycles d'hystérésis de divers matériaux.

La caractéristique mécanique des micromoteurs à hystérésis réels peut ne pas avoir un caractère absolument shunt. La variation de couple hystérésique en fonction de la vitesse du rotor (du glissement) s'explique en principe par trois facteurs.

Primo, à vitesses du rotor et du champ inégales, dans le rotor sont induits des courants de Foucault, qui par interaction avec le champ magnétique Φ_1 les ayant engendrés, créent un couple $M_{c\,F}$ identique au fond au couple d'un moteur asynchrone (en pointillé sur la fig. 2.54, *b*).

Secundo, lorsqu'un moteur à hystérésis biphasé est branché sur secteur monophasé à l'aide d'un couplage à condensateur (fig. 2.42, *b*) la forme du champ magnétique tournant du stator, et, par conséquent, la valeur du couple $M_{h.a}$ (trait mixte de la fig. 2.54, *b*) dépendent de la vitesse du rotor. Lorsque la vitesse du rotor varie,

la fréquence du cycle d'hystérésis, les pertes dans le rotor et, par conséquent, les courants qui parcourent l'enroulement statorique varient eux aussi. Il y a lieu donc une redistribution des tensions entre le condensateur et l'enroulement à phases, alors que le champ qui était circulaire pour une vitesse (pour $s = 0$, par exemple) devient elliptique pour l'autre (tout comme dans le cas des micromoteurs asynchrones, cf. § 2.6).

Tertio, il se fait sentir l'influence des couples dus aux harmoniques supérieurs du champ.

En régime de synchronisme, le champ magnétique du stator et le rotor tournent à la même vitesse et le cycle d'aimantation du matériau rotorique n'intervient pas. Le flux magnétique du rotor Φ_{2r} subsiste à cause du magnétisme rémanent et tourne avec le rotor à la vitesse de synchronisme. Le flux est d'autant plus grand que la valeur de l'induction rémanente B_r est plus importante. Le micromoteur fonctionne alors comme un micromoteur synchrone classique à aimants permanents montés sur le rotor. La seule différence consiste en ce que l'angle de retard de l'axe du champ rotorique, pris pour son axe longitudinal, sur l'axe du champ statorique du moteur à hystérésis γ ne peut pas dépasser l'angle de retard hystérésique γ_h, car dans le cas contraire un cycle d'aimantation du rotor commence. En conséquence, le couple maximal $M_{h.\ s}$ développé par le moteur à hystérésis en régime de synchronisme est égal au couple $M_{h.\ a}$. Lorsque le couple résistant sur l'arbre dépasse le couple $M_{h.\ a}$, le rotor perd le synchronisme. Dans les micromoteurs à hystérésis l'angle γ_h ne dépasse pas en général 20° à 25°.

Il résulte de ce qui précède que le micromoteur synchrone à hystérésis développe le couple de régime indifféremment de la vitesse à laquelle tourne le rotor (asynchrone ou bien synchrone). Le régime de fonctionnement du moteur dépend de la valeur et de la nature du couple résistant statique M_{st} sur l'arbre du rotor (cf. fig. 2.54, *a*). Si dans toute l'étendue de glissement, comprise entre 1 et 0, le couple résistant (la droite *1*) est inférieur au couple hystérésique le moteur marche en régime de synchronisme. L'axe du champ rotorique est en retard sur l'axe du champ statorique d'un angle γ pour lequel on observe l'équilibre des couples $M_{h.\ s} = M_{st}$. Si le couple résistant varie suivant la droite *2*, l'équilibre des couples s'établit à un glissement s_a correspondant au point *a*, c'est-à-dire que le moteur fonctionne en régime asynchrone ($M_{h.\ a} = M_{st}$). Toutefois, la marche des micromoteurs à hystérésis en régime asynchrone est à éviter vu les pertes considérables dues au cycle d'aimantation du rotor, surtout pour les glissements importants.

Les micromoteurs synchrones à hystérésis possèdent de très précieuses propriétés. Ils développent un couple au démarrage important et sont capables de se mettre en synchronisme malgré un grand moment d'inertie de la charge. Le rotor du micromoteur à hystérésis se met à la vitesse de synchronisme d'une façon très douce et sans à-coup grâce au couple au démarrage hystérésique qui

est maintenu pratiquement constant durant toute la période de démarrage entre $s = 1$ et $s = 0$. Le courant absorbé par le moteur à hystérésis varie très peu (de 20 à 30 %) entre l'état de court-circuit (démarrage) et la vitesse à vide, ce qui permet un emploi efficace des moteurs à hystérésis au régime intermittent et de courte durée. Les micromoteurs à hystérésis se distinguent par la simplicité de construction et la fiabilité d'exploitation.

Les indices énergétiques du micromoteur à hystérésis ne sont pas très élevés car le flux magnétique du rotor est un flux secondaire,

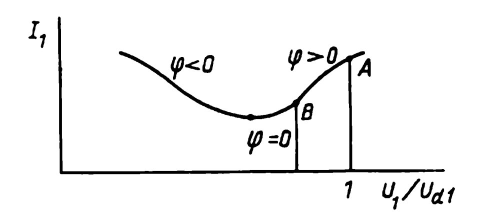


Fig. 2.56. Caractéristique en U d'un micromoteur à hystérésis.

induit par le flux utile du stator et le fonctionnement d'un tel moteur correspond donc au régime de marche d'une machine synchrone sous-excitée. Toutefois, les micromoteurs à hystérésis marchant au régime de synchronisme permettent de varier la valeur du courant magnétisant et, par conséquent, le rendement et le cos φ.

Ce phénomène peut être étudié sur l'exemple de la relation entre le courant I_1 du micromoteur à hystérésis marchant en régime de synchronisme et la tension d'excitation U_1 lorsque cette dernière diminue jusqu'à U_{1d} qui est celle de démarrage (fig. 2.56). La valeur de la F.M.M. excitée du rotor est déterminée par la tension de démarrage U_{1d} et celle du flux résultant du moteur décroît avec U_1. Donc, si le rapport U_1/U_{1d} diminue, le rôle de la F.M.M. du rotor dans la création du flux magnétique résultant devient plus important d'où une variation de la valeur et de la nature du courant dans le stator. La composante inductive magnétisante du courant statorique ($\varphi > 0$) décroît progressivement jusqu'à zéro ($\varphi = 0$) et il apparaît ensuite une composante capacitive démagnétisante ($\varphi < 0$). Du point de vue du sens physique, cette relation est identique à la caractéristique en U d'un micromoteur synchrone à excitation électromagnétique. Au régime de travail du micromoteur à hystérésis, lorsque le rotor tourne à la vitesse de synchronisme, on peut accroître le rendement et le cos φ du moteur en magnétisant le rotor à l'aide d'une élévation de courte durée (pendant 2 à 3 périodes) de la valeur du flux magnétique du stator au prix de l'augmentation de la tension appliquée au stator. Après une telle magnétisation supplémentaire, le rotor, tout comme son homologue d'un micromoteur synchrone classique à aimants permanents, commence à intervenir plus activement dans la création du flux magnétique principal de

travail en supprimant le courant magnétisant réactif agissant sur l'enroulement statorique. Ceci correspond au déplacement du point de fonctionnement du moteur sur la caractéristique de A en B (fig. 2.56).

* * *

Les micromoteurs synchrones sont fabriqués pour les systèmes fonctionnant aussi bien à fréquence constante qu'à celle variable de la tension secteur.

Les premiers sont employés dans des appareils et installations (enregistrement sonore, télévision, etc.) qui exigent une vitesse de rotation constante en cas de variation du couple résistant dans des limites déterminées. La variation de la vitesse de synchronisme du rotor de ces moteurs n'est possible qu'au moyen de la commutation des enroulements statoriques sur un autre nombre de paires de pôles. Il convient de noter que parmi les micromoteurs synchrones seuls les moteurs à hystérésis possèdent la propriété dite de polysynchronisme, c'est-à-dire la possibilité d'un même moteur de fonctionner à nombre de pôles différent. Dans ces moteurs le nombre de zones polaires sur le rotor est automatiquement rendu égal au nombre de pôles sur le stator. Dans tous les autres micromoteurs synchrones le nombre de pôles sur le rotor est déterminé par leur construction.

Les moteurs du second type sont conçus de façon à assurer un réglage doux ou discontinu de la vitesse de synchronisme du rotor par variation de la fréquence de la tension du réseau d'alimentation. Les moteurs à réglage doux de la fréquence sont essentiellement utilisés dans les systèmes de transmissions synchrones.

Les micromoteurs synchrones employés dans les systèmes d'enregistrement et de reproduction sonores, etc., doivent répondre aux exigences très sévères quant au niveau de bruit. Afin de comparer divers micromoteurs synchrones d'après cet indice, mettons en évidence les causes principales d'apparition des bruits.

Les *bruits d'origine mécanique* apparaissent comme résultat de vibrations dues à un déséquilibre dynamique du rotor, au fonctionnement des paliers et des contacts mobiles.

Les *bruits d'origine aérodynamique* interviennent à la suite d'un tourbillonnement d'air produit par le rotor tournant.

Les *bruits d'origine magnétique* sont produits par les vibrations du circuit magnétique sous l'action des forces électromagnétiques alternatives conditionnées principalement par la variation de la réluctance offerte au flux suivant la circonférence du rotor.

Il résulte de ce qui précède que le plus bas niveau de bruit s'obtient dans les micromoteurs à hystérésis dont le rotor équilibré mécaniquement et magnétiquement possède une surface lisse. Le niveau de bruit le plus élevé s'observe dans les micromoteurs à réluctance variable à rotor à pôles saillants (fig. 2.46, *a*).

Les micromoteurs du type actif à aimants permanents présentent les indices énergétiques les plus élevés (rendement η et facteur

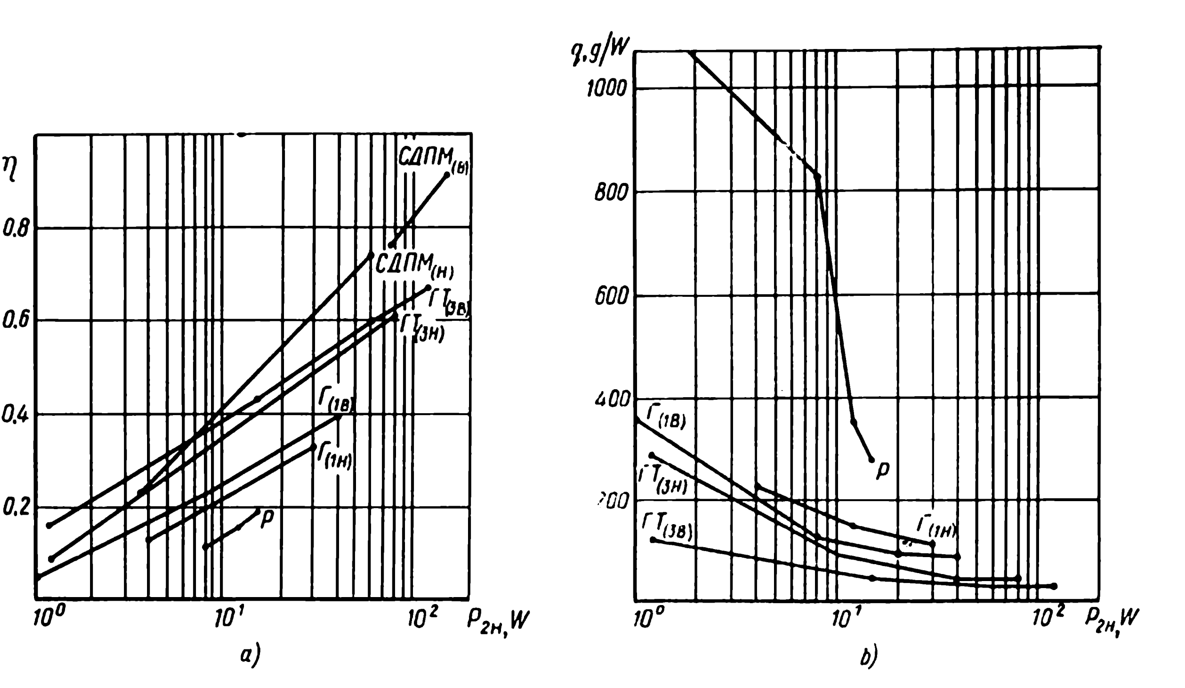


Fig. 2.57. Courbes de rendement (*a*) et de poids par unité de puissance développée (*b*) en fonction de la puissance nominale des micromoteurs synchrones:

СДПМ — du type actif à aimants permanents; Г, ГТ — à hystérésis; (*Н*) — fréquence 50 Hz; (*В*) — fréquence 400 Hz; (*3*) — couplage en triphasé; (*1*) — couplage en monophasé; Р — à réluctance variable.

de puissance cos φ) et le plus faible poids q par unité de puissance nominale. A la fréquence de la tension d'alimentation de 50 Hz et dans la gamme de puissances allant de 10 à 100 W, le rendement η s'échelonne entre 40 et 80 % (les valeurs moindres se rapportent aux moteurs d'une plus faible puissance). Viennent ensuite les micromoteurs à hystérésis dont le régime, comme il a été indiqué, correspond au fonctionnement d'une machine synchrone sous-excitée. A conditions égales, leur rendement $\eta = 30$ à 50 %. Les indices les plus bas sont propres aux micromoteurs à réluctance variable dont le rotor ne produit aucun flux d'excitation. Dans les conditions indiquées, leur rendement $\eta = 20$ à 40 %.

Le facteur de puissance cos φ est fortement tributaire du mode de couplage du moteur: schémas triphasé ou monophasé à couplage par condensateur. Le facteur de puissance, très faible à cause des performances propres aux micromoteurs à réluctance variable et à hystérésis (de l'ordre de 0,3 à 0,5 en triphasé), est plus élevé en cas de couplage par condensateur et devient approximativement égal à celui des micromoteurs à aimants permanents (de l'ordre de 0,6 à 0,9).

Les micromoteurs synchrones destinés à fonctionner sur un secteur à fréquence plus élevée (400 et 1000 Hz) peuvent offrir les indices de rendement et de poids plus élevés qu'à la fréquence de 50 Hz.

Sur la fig. 2.57 sont montrés les indices énergétiques et de poids de certains micromoteurs synchrones fabriqués en série.

Les micromoteurs synchrones sont couramment utilisés en tant que moteurs d'usage général dans les installations industrielles et les appareils ménagers. Parmi les micromoteurs synchrones examinés, les plus simples quant à leur conception et technologie de fabrication sont les moteurs à réluctance variable employant des matériaux magnétiques doux bon marché et dont le prix de revient est assez modéré.

§ 2.10. STABILITÉ DE LA VITESSE DU ROTOR DES MICROMOTEURS SYNCHRONES

Les micromoteurs synchrones intégrés dans les appareils de grande précision doivent souvent avoir non seulement une stabilité de la vitesse rotorique moyenne, mais également celle de la vitesse instantanée.

Dans les micromoteurs synchrones la vitesse du rotor moyenne $\omega_{2\,moy}$ à une fréquence prescrite de la tension secteur est une grandeur constante qui est égale (ou multiple) à la vitesse moyenne de rotation du champ magnétique ω_1. Dans ces conditions, la vitesse du rotor instantanée ω_2 peut osciller, dans les limites d'un tour de rotor, au voisinage de la vitesse moyenne (fig. 2.58, *a*).

Vu le fait que le rotor tourne de façon non uniforme, la position angulaire réelle α du bout d'arbre, à un instant de temps t, diffère de la position calculée $\alpha_c = \omega_{2\,moy}t$ (fig. 2.58, *b*). L'écart angulaire $\Delta\alpha$ est le plus dangereux lorsque les micromoteurs fonctionnent dans les systèmes de transmission ou de transformation des déplacements angulaires.

Les oscillations de la vitesse de rotation instantanée d'un moteur synchrone sont parfois appelées pompage. Pour expliquer ce phénomène examinons le fonctionnement d'un micromoteur synchrone dont le rotor tourne à une vitesse moyenne constante égale à la vitesse du champ ($\omega_{2\,moy} = \omega_1$), le couple résistant variant par paliers (fig. 2.59).

Dans tous les micromoteurs synchrones le couple électromagnétique synchronisant M_s développé en régime de synchronisme est une fonction de l'angle formé par l'axe du flux statorique et l'axe longitudinal du rotor.

Pour un couple résistant sur l'arbre $M_{st\,1}$, l'axe longitudinal du rotor est décalé par rapport à l'axe du flux créé dans le stator Φ_1 d'un certain angle γ_1

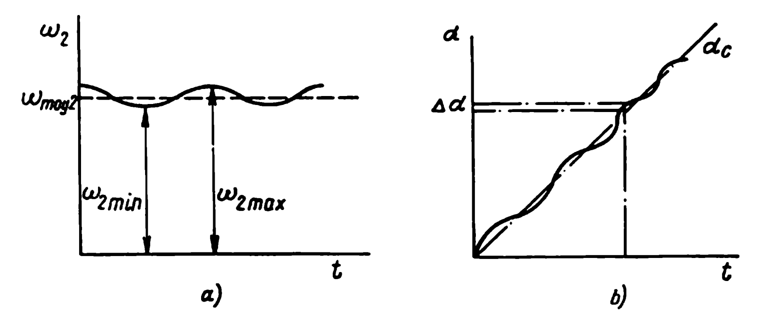


Fig. 2.58. Oscillations de la vitesse instantanée et de la position angulaire du rotor en fonction du temps.

pour lequel le couple M_s développé par le moteur est égal au couple résistant ($M_s = M_{st\,1}$). Si le couple résistant décroît ($M_{st\,2} < M_{st\,1}$) le couple du moteur devient supérieur au couple résistant, la vitesse instantanée du rotor accuse une légère augmentation ($+\Delta\omega_2$) et l'axe longitudinal du rotor se rapproche

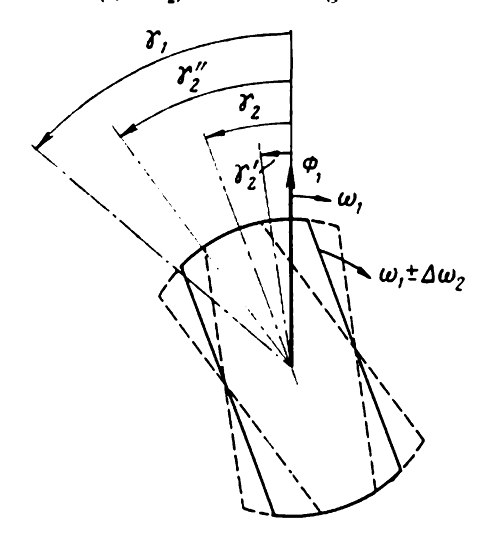


Fig. 2.59. Illustration du phénomène de pompage du rotor d'un micromoteur synchrone.

de l'axe du flux du stator d'où une diminution de l'angle γ. Au couple résistant $M_{st\,2}$ correspond une nouvelle position angulaire réglée du rotor γ_2 pour laquelle $M_s = M_{st\,2}$. Toutefois, sous l'action du moment d'inertie, le rotor ne prendra immédiatement pas la position correspondant à γ_2 mais passera par elle et l'axe longitudinal du rotor se rapprochera de l'axe du flux statorique d'un angle

$\gamma_2' < \gamma_2$. Dans ces conditions, le couple du moteur sera inférieur au couple résistant ($M_s < M_{st\,2}$). La vitesse instantanée du rotor enregistrera une petite décroissance ($-\Delta\omega_2$), alors que l'angle γ augmentera jusqu'à $\gamma_2'' > \gamma_2$. Cela veut dire que le rotor oscillera un certain temps autour de la position angulaire γ_2 et sa vitesse instantanée variera.

Fig. 2.60. Variation de la vitesse angulaire instantanée d'un champ elliptique ($t' = t''$; $a' = a''$; $\gamma' < \gamma''$; $\omega_1' < \omega_1''$; $\omega_2' < \omega_2''$).

Dans le cas général, on peut distinguer trois groupes de causes provoquant une rotation instable du rotor des micromoteurs synchrones: 1) forces électromagnétiques alternatives dans le moteur; 2) forces mécaniques alternatives dans le moteur; 3) agents extérieurs.

Les *forces électromagnétiques alternatives apparaissant dans le moteur* sont essentiellement dues à l'ellipticité du champ magnétique tournant, à la répartition non sinusoïdale de l'induction magnétique suivant la circonférence de l'entrefer et à la perméabilité non uniforme suivant les divers axes du moteur réel.

L'ellipticité du champ tournant peut être provoquée par la tension d'alimentation non équilibrée, la connexion d'un condensateur sur le circuit de l'une des phases en cas d'alimentation en monophasé et le déséquilibre des F.M.M. de phases de l'enroulement statorique par suite de l'inégalité des résistances et du nombre de spires dans les phases. A une vitesse linéaire constante de l'extrémité du vecteur de champ, la vitesse angulaire du champ elliptique et, par conséquent, la vitesse instantanée du rotor, dans les limites d'un tour, ne sont pas constantes (fig. 2.60).

La répartition non sinusoïdale de l'induction magnétique suivant la circonférence de l'entrefer peut être conséquence de la loi de répartition non sinusoïdale des F.M.M., de la saturation, des irrégularités de l'entrefer (ovalisation du stator ou du rotor, excentricité de ceux-ci, présence de rainures à la surface, etc.) ou bien du caractère hétérogène du matériau magnétique. Il apparaît dans l'entrefer des harmoniques spatiaux supérieurs des champs créés dans le stator et le rotor.

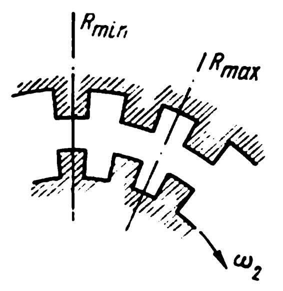


Fig. 2.61. Influence de la configuration dentée des surfaces du stator et du rotor sur la valeur de la réluctance.

Les vitesses de rotation des champs d'harmoniques supérieurs dépendent de l'ordre des harmoniques. L'interaction des harmoniques supérieurs des champs du stator et du rotor tournant à des vitesses différentes fait apparaître des couples synchronisants dont la valeur moyenne est nulle, alors que la valeur instantanée oscille sinusoïdalement à la fréquence égale à la différence des fréquences de rotation des champs en interaction (tout comme dans le cas où une machine synchrone perd le synchronisme). Cela provoque des oscillations de la vitesse instantanée du rotor à la fréquence correspondante.

La présence de dents à la surface du stator et du rotor entraîne l'apparition de couples de réaction car la réluctance $\mathfrak{R}$ rencontrée par le flux magnétique est une fonction de la position angulaire du rotor par rapport au stator (fig. 2.61).

Les pulsations des couples de réaction dues à la configuration dentée du stator et du rotor engendrent, lors de la rotation, des oscillations correspondantes de la vitesse instantanée du rotor.

Les *forces mécaniques alternatives* se font naître *dans le moteur* sous l'effet des facteurs liés à la construction, la technologie de fabrication et l'utilisation des moteurs. Ainsi, par exemple, un équilibrage imprécis du rotor provoque

l'apparition de forces dynamiques alternatives. L'ajustement incorrect des paliers sur l'arbre se traduit par des déformations locales et l'apparition de couples de freinage. La variation de température conduit à une déformation irrégulière de certains éléments du moteur, à un déséquilibrage du rotor, etc.

Les *agents extérieurs* principaux atténuant l'instabilité de la vitesse du rotor des micromoteurs synchrones sont les écarts de la tension d'alimentation, les variations de la charge et le caractère non sinusoïdal de la tension d'alimentation.

Les fluctuations d'amplitude de la tension d'alimentation provoquent une variation de flux magnétique du stator et, par conséquent, celle du couple développé par le moteur. L'équilibre des couples moteur et résistant sur l'arbre

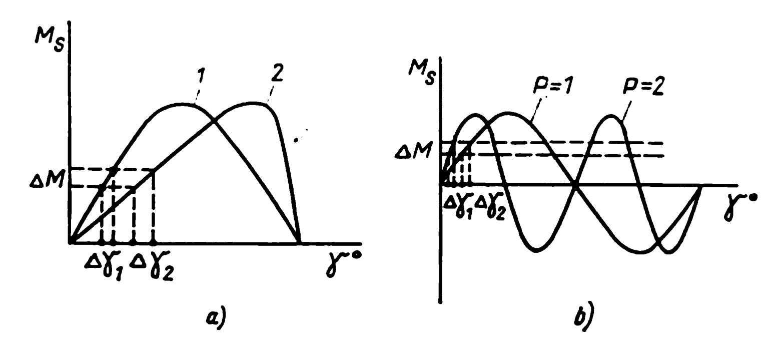


Fig. 2.62. Caractéristiques angulaires de micromoteurs synchrones.

se trouve détruit et des oscillations du rotor (pompage) commencent à se faire sentir. Le même effet produisent les oscillations du couple résistant sur l'arbre du moteur.

La tension d'alimentation non sinusoïdale fait apparaître des harmoniques supérieurs du champ tournant qui sont décalés dans le temps. Leur vitesse de rotation diffère de celle du rotor d'où l'apparition de couples pulsatoires. Ces derniers, tout comme les couples dus aux harmoniques supérieurs spatiaux, rendent non uniforme la rotation du rotor.

Pour améliorer la stabilité de la vitesse du rotor des micromoteurs synchrones on fait appel à deux moyens principaux suivants:

1) perfectionnement de la construction et de la technologie de fabrication des moteurs en vue d'éliminer les causes provoquant les oscillations de la vitesse instantanée du rotor;

2) stabilisation de la vitesse instantanée du rotor par l'emploi de montages électroniques spéciaux.

Le taux de stabilité de la vitesse du rotor des micromoteurs synchrones dépend assez fortement du couple synchronisant spécifique, des paramètres de l'enroulement en court-circuit du type à cage d'écureuil (si un tel enroulement existe) et du moment d'inertie du rotor.

Le couple synchronisant spécifique M_{sp} d'un micromoteur synchrone est le couple par degré d'angle de désalignement géométrique γ formé par les axes des champs du stator et du rotor pour des valeurs de γ voisines de zéro,

$$M_{sp} = \left(\frac{\Delta M_s}{\Delta\gamma}\right)_{\gamma\approx 0}. \qquad (2.69)$$

Il est évident que plus grand est le couple spécifique M_{sp}, à égalités des autres conditions, plus petite est l'amplitude d'oscillations de la position angulaire du rotor $\Delta\gamma$, pour une perturbation identique du couple ΔM (fig. 2.62, *a*; $M_{sp\,1} > M_{sp\,2}$).

Pour augmenter le couple spécifique il suffit, en particulier, de rendre plus grand le nombre de paires de pôles du moteur (fig. 2.62, *b*).

En régime de synchronisme, l'enroulement de démarrage en court-circuit logé sur le rotor des micromoteurs synchrones du type actif et à réluctance variable joue le rôle d'amortisseur électrique. En cas de variation de la vitesse instantanée du rotor, dans l'enroulement en court-circuit sont induits les courants qui, par leur interaction avec le champ magnétique qui les a engendrés, créent un couple asynchrone d'amortissement. Un choix correct des paramètres de l'enroulement en court-circuit permet d'assurer une diminution substantielle de l'amplitude des oscillations de la vitesse du rotor.

Il est à choisir le moment d'inertie du rotor et le couple résistant de façon à pouvoir décaler la fréquence de résonance du moteur sur la fréquence d'oscillations des forces alternatives les plus dangereuses.

Pour donner une estimation qualitative de la stabilité de la vitesse du rotor on introduit la notion d'instabilité de la vitesse instantanée du rotor qui est égale au rapport de la variation de vitesse maximale à la valeur moyenne de celle-ci (cf. fig. 2.58, *a*):

$$N = \frac{\omega_{2max} - \omega_{2min}}{\omega_{2moy}}. \tag{2.70}$$

Dans le cas général, la variation de l'angle γ et de la vitesse ω_2 ne suit pas la loi des harmoniques. Pour l'harmonique fondamental (premier) des oscillations du rotor, la relation entre l'instabilité de la vitesse instantanée et l'amplitude des oscillations angulaires est définie par une relation relativement simple:

$$N = \frac{2\pi\gamma_{1max}}{21\,600k}, \tag{2.71}$$

$\gamma_{1\,max}$ étant l'amplitude des oscillations angulaires en minutes d'angle;

$$k = T_{os}/T_0,$$

où T_{os} est la période du premier harmonique d'oscillations; T_0 la période d'un tour du rotor.

Les micromoteurs synchrones à aimants permanents à rotor avec un enroulement en court-circuit du type à cage d'écureuil offrent l'instabilité de vitesse minimale. Cela est dû au fait que la présence d'un flux d'excitation du rotor propre permet d'obtenir une grande valeur du couple synchronisant spécifique, alors que l'enroulement en court-circuit, pour un choix correct de ses paramètres, exerce une forte action amortisseuse. Les micromoteurs synchrones à hystérésis présentent une plus grande instabilité de vitesse, car leur rotor ne possède pas l'enroulement en court-circuit.

L'instabilité de la vitesse instantanée des rotors de micromoteurs synchrones à réluctance variable est aussi plus prononcée que dans les micromoteurs à aimants permanents malgré la présence d'un enroulement rotorique en court-circuit. Cela s'explique par une forte action des couples dus aux harmoniques spatiaux supé-

Tableau 2.1

Type de micromoteur synchrone	Instabilité $N\cdot 10^{-3}$	Amplitude $\gamma_{1\,max}$, mn d'angle
Moteurs à aimants permanents et enroulement en court-circuit	0,2 à 0,8	3,5 à 30
Moteurs à hystérésis	1,8 à 6	6 à 23
Moteurs à réluctance variable et enroulement en court-circuit	6 à 12	8 à 18

rieurs du champ magnétique et des couples de réaction provenant de la géométrie dentée du rotor.

Le tableau 2.1 montre les indices estimatifs d'instabilité de la vitesse du rotor des micromoteurs synchrones des types divers pour une gamme de puissances s'échelonnant entre quelques unités et plusieurs dizaines de watts.

§ 2.11. MICROMOTEURS SYNCHRONES À ROTATION CONTINUE À VITESSE DU ROTOR RÉDUITE

Dans les micromoteurs synchrones fonctionnant à fréquence standard il faut souvent obtenir de faibles vitesses du rotor sans recourir à des réducteurs mécaniques intermédiaires. Les micromoteurs synchrones classiques examinés au § 2.9 développent, à fréquences standard de la tension d'alimentation, une vitesse de rotation de l'ordre d'un mille tr/mn et au-dessus. Dans les systèmes et appareils d'automatisme on ne demande par contre que des vitesses de quelques unités ou de plusieurs dizaines de tr/mn. L'emploi à ces fins de réducteurs mécaniques, avec un aussi important rapport, complique le système de microcommande, diminue la fiabilité de l'ensemble, augmente le niveau de bruit sonore, les dimensions et le poids. En outre, lors du fonctionnement en combinaison avec certains dispositifs, sous vide, par exemple, ou dans les conditions de températures élevées, la fiabilité des micromoteurs dotés de paliers à grande vitesse de rotation baisse brusquement.

Dans les micromoteurs synchrones examinés dans ce paragraphe la vitesse du rotor est non pas égale, mais inférieure, d'un nombre déterminé de fois, à la vitesse de rotation du champ engendré dans le stator. Dans ces conditions, le rapport des vitesses en régime de synchronisme ne dépend pas des agents extérieurs (couple résistant de la charge, tension, etc.). Une telle réduction de la vitesse s'obtient soit grâce aux propriétés de construction des machines synchrones (moteurs auto-réducteurs, moteurs à rotor roulant), soit par l'emploi d'une combinaison heureuse de la machine électrique avec le réducteur (moteurs à effet d'ondes).

D'après le mode d'excitation, les micromoteurs synchrones à faible vitesse de rotation se divisent en deux groupes:

a) *moteurs à excitation par aimants* utilisant une magnétisation du rotor du côté stator à l'aide d'un flux magnétique permanent;

b) *moteurs à réluctance variable* à rotor non excité.

Micromoteurs auto-réducteurs

Dans les micromoteurs synchrones auto-réducteurs on réalise une réduction électromagnétique de la vitesse du rotor par rapport à la vitesse de rotation du premier harmonique du champ créé dans le stator. On y arrive par l'emploi comme harmoniques utiles non pas du premier harmonique du champ magnétique, mais des harmoniques supérieurs dont l'amplification se fait grâce à la configuration dentée des surfaces du stator et du rotor. Il est connu que le nombre de pôles

correspondant au champ d'harmonique spatial supérieur est proportionnel et la vitesse de rotation du champ inversement proportionnelle à l'ordre de celui-ci. On appelle ce genre de machine moteur auto-réducteur.

Les particularités de la conception et du principe de fonctionnement des micromoteurs synchrones auto-réducteurs sont plus faciles à examiner sur l'exemple d'une machine du type à réluctance variable (fig. 2.63).

Le stator et le rotor sont constitués par un empilage de tôles en acier magnétique. Le stator *s* est fait sous forme d'une bague et

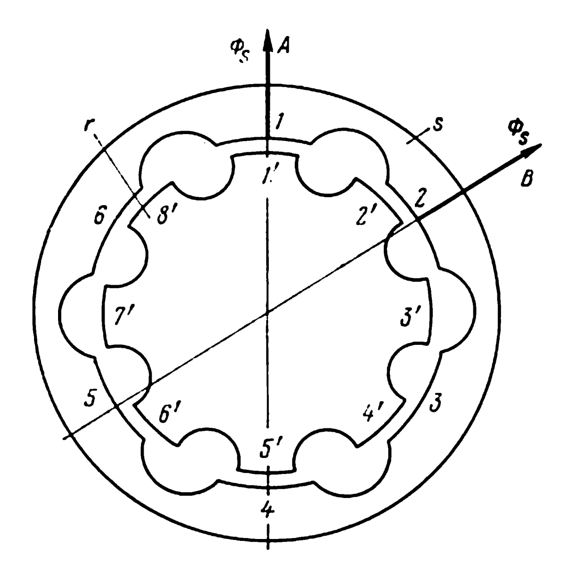


Fig. 2.63. Structure d'un micromoteur synchrone auto-réducteur à réluctance variable.

possède des encoches demi-circulaires sur son alésage ; le rotor *r* en disque présente les mêmes encoches sur sa surface extérieure. Les nombres de dents du stator Z_s et du rotor Z_r sont différents ; ordinairement $Z_r > Z_s$. Sur le stator est logé un enroulement alimenté sur secteur tri ou monophasé et servant à engendrer un champ magnétique tournant Φ_s.

La nature du couple moteur apparaissant dans les moteurs à réluctance variable est déjà connue (cf. § 2.9). Si, à un moment donné, le flux Φ_s prend la position *A*, le couple moteur de réaction amènera le rotor dans la position de la perméabilité maximale, c'est-à-dire les dents *1'* et *5'* du rotor se trouveront en regard des dents *1* et *4* du stator. Lorsque le flux Φ_s se déplace à la position *B*, c'est-à-dire tourne d'un angle $360°/Z_s$, le couple de réaction fera tourner le rotor d'un angle tel que la perméabilité redevienne maximale. Cela correspond au moment où les dents *2'* et *6'* du rotor se trouve-

ront en regard des dents *2* et *5* du stator, c'est-à-dire lorsque le rotor tournera d'un angle

$$\frac{360°}{Z_s}-\frac{360°}{Z_r}.$$

Ainsi, la vitesse de rotation angulaire du rotor ω_2 est de $\frac{\frac{360°}{Z_s}}{\frac{360°}{Z_s}-\frac{360°}{Z_r}}=\frac{Z_r}{Z_r-Z_s}$ fois moindre que la vitesse angulaire du champ créé dans le stator ω_1.

D'où vient que

$$\omega_2=\frac{Z_r-Z_s}{Z_r}\,\omega_1, \tag{2.72}$$

où

$$\omega_1=2\pi\frac{f}{p_s};$$

f est la fréquence de la tension secteur; p_s le nombre de paires de pôles de l'enroulement statorique.

Dans notre cas (fig. 2.63)

$$\omega_2=\frac{8-6}{8}\,\omega_1=\frac{1}{4}\,\omega_1.$$

Si l'on choisit Z_r = 100 et Z_s = 98, on aura

$$\omega_2=\frac{1}{50}\,\omega_1.$$

Il faut tenir compte du fait que le nombre de dents qu'on peut placer sur la circonférence d'un diamètre donné est limité par l'épaisseur minimale d'une dent autorisée par sa technologie.

De (2.72) il résulte que plus petite est la différence entre les nombres de dents $Z_r - Z_s$, plus petite, pour un Z_r donné, sera la vitesse du rotor. La réduction de vitesse maximale a lieu pour $Z_r - Z_s = 1$, mais dans ce cas deux dents seulement, l'une de chaque côté du stator et du rotor, peuvent se trouver précisément en regard, ce qui fait diminuer la perméabilité de l'entrefer et baisser les caractéristiques d'utilisation du moteur. Aussi, pour obtenir la perméabilité aussi faible que possible, choisit-on la différence $Z_r - Z_s$ telle qu'elle soit obligatoirement paire et égale à $2p_sk$, où k = 1, 2, 3 . . .

Simples de par leur construction, les micromoteurs auto-réducteurs à réluctance variable présentent en même temps des inconvénients qui sont propres à tous les micromoteurs synchrones à réluctance variable par comparaison à leurs homologues du type actif: couple moteur et indices énergétiques et de poids faibles. Ces indices sont nettement plus élevés dans le micromoteur auto-réducteur à électro-aimant excitateur (fig. 2.64) dans lequel la construction du stator et du rotor est en principe identique à celle du micromoteur auto-réducteur à réluctance variable. Sur l'une des faces du moteur, sur

le stator, est monté un aimant permanent annulaire à aimantation axiale. Le flux de magnétisation permanent Φ_m se ferme dans le rotor en sens axial et dans l'entrefer, entre le stator et le rotor, en sens radial. Ce flux est homopolaire, c'est-à-dire sa direction reste la même suivant toute la circonférence du rotor, mais la valeur de

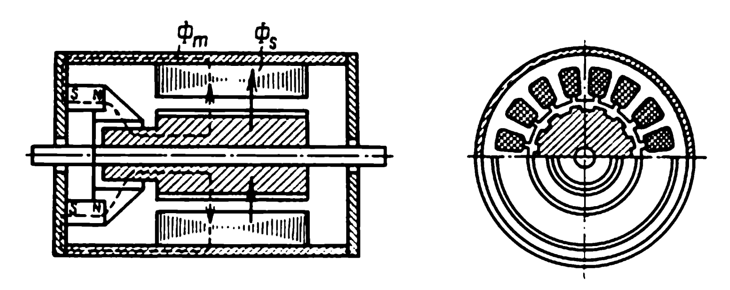


Fig. 2.64. Schéma structural d'un micromoteur synchrone auto-réducteur à excitation par aimant.

l'induction B_m en divers points de l'entrefer est différente et dépend de la valeur de la réluctance du circuit magnétique. La fig. 2.65 montre l'influence de la configuration dentée de l'une au moins des surfaces (du stator ou du rotor) sur la valeur de l'induction. Par suite, il apparaît des harmoniques supérieurs du champ engendré dans le rotor qui, par leur intéraction avec les harmoniques supérieurs du champ tournant du stator Φ_s, créent un couple moteur à une vitesse réduite (par rapport à ω_1) du rotor.

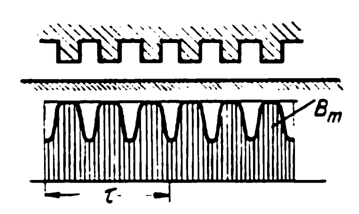


Fig. 2.65. Influence de la configuration dentée de la surface du stator ou du rotor sur la valeur de la réluctance.

Les micromoteurs synchrones auto-réducteurs à excitation par aimants présentent de bonnes caractéristiques d'utilisation pour une différence paire et impaire des nombres de dents du stator et du rotor, c'est-à-dire $Z_r - Z_s = \pm p_s k$, où $k=1, 2, 3, \ldots$ Ceci signifie qu'à égalité du nombre de dents et du diamètre du rotor, le coefficient de réduction de vitesse de ces micromoteurs est le double de celui des micromoteurs synchrones à réluctance variable. Le rendement de tels micromoteurs est inférieur à celui des micromoteurs synchrones sans réduction de vitesse, ce qui est d'ailleurs bien naturel dans le cas de fonctionnement non pas sur l'harmonique fondamental, mais sur les harmoniques supérieurs du champ.

Dans les micromoteurs auto-réducteurs l'amplitude des oscillations de la vitesse angulaire du rotor est légèrement inférieure à celle des micromoteurs synchrones à rotation continue examinés plus haut, car à cause du fonctionnement sur les harmoniques supérieurs

spatiaux ils marchent comme s'ils étaient polyphasés. Pour un rotor tournant à 100-200 tr/mn, cette amplitude atteint 1 à 5 minutes d'angle. Toufefois, un large éventail d'harmoniques supérieurs provoque simultanément des oscillations de la vitesse du rotor à une fréquence élevée. Le rapport de la période d'oscillations à la durée d'un tour de rotation T_{os}/T_{tr} décroît, ce qui rend bien plus instable la vitesse instantanée du rotor (formule 2.72 au § 2.10). Dans les micromoteurs auto-réducteurs à réluctance variable cette instabilité atteint $N = (40 \text{ à } 80) \cdot 10^{-3}$.

Micromoteurs à rotor roulant

Dans les micromoteurs synchrones à rotor roulant la réduction de vitesse du rotor par rapport à la vitesse du champ magnétique est due au fait que le rotor est disposé excentriquement dans l'alésage du

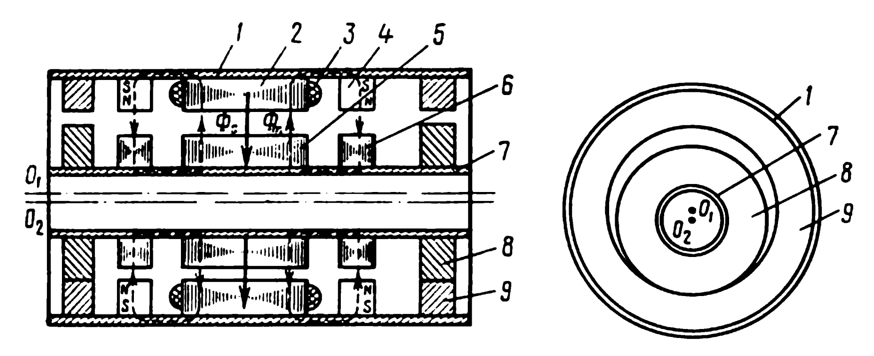


Fig. 2.66. Schéma structural d'un micromoteur synchrone à rotor roulant à excitation par aimants.

stator et peut donc rouler à l'intérieur du stator. Le couple électromagnétique principal est fourni par les forces d'attraction magnétique unilatérale du rotor au stator qui sont engendrées par un champ magnétique tournant asymétrique.

La construction des micromoteurs à rotor roulant réels dépend dans une large mesure de la méthode d'obtention du champ tournant asymétrique, de la conception des chemins de roulement et de l'accouplement entre le rotor et le bout d'arbre moteur compensant l'excentricité du rotor.

Sur la fig. 2.66 est montré le schéma d'un micromoteur à rotor roulant à excitation par aimants. Dans la carcasse *1* sont montés l'armature du stator *2*, les aimants permanents *4* et les chemins de roulement *9* solidaires du stator. La structure du stator s'apparente à celle de la machine synchrone classique et ses bobinages *3* sont destinés à créer un flux tournant symétrique Φ_s. Les aimants permanents à aimantation radiale produisent un flux homopolaire de magnétisation Φ_m. Parfois à ces mêmes fins on utilise un enroule-

ment d'excitation à courant continu. Les chemins de roulement statoriques ont une surface lisse ou dentelée.

Le rotor est fixé sur une douille 7 qui sert en même temps de circuit magnétique produisant le flux de magnétisation Φ_m. L'armature principale 5 sans bobinages du rotor est constituée par un empilage de tôles d'acier magnétique. Les tores annulaires 6 en tôles d'acier magnétique sont appelés à diminuer la réluctance offerte au flux de magnétisation. Les galets 8 du rotor présentent une surface lisse ou dentelée. Leur diamètre extérieur est légèrement supérieur à celui du rotor pour prévenir le contact direct entre le rotor et le

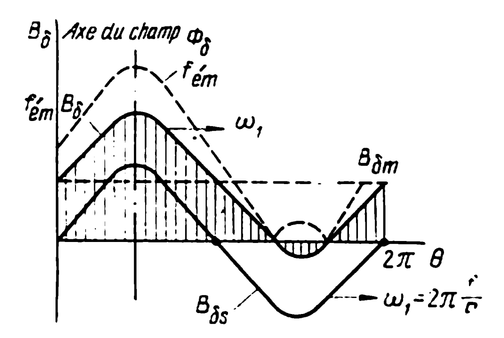


Fig. 2.67. Répartition d'induction le long de la circonférence de l'entrefer pour un champ du stator $B_{\delta s}$, un champ de magnétisation $B_{\delta m}$ et un champ résultant B_δ.

stator et par là même l'usure de leurs surfaces. A l'intérieur de la douille est monté un accouplement cinématique entre le rotor excentré et le bout d'arbre du type Sécheron, Alsthom ou Cardan.

Lorsque les galets s'appuient sur les chemins de roulement, l'axe du stator O_1 et celui du rotor O_2 ne coïncident pas, c'est-à-dire qu'il y a excentricité.

Dans l'entrefer, entre le stator et le rotor, le flux de magnétisation homopolaire Φ_m se superpose au flux tournant Φ_s réparti le long de la circonférence suivant une loi se rapprochant de la loi sinusoïdale (fig. 2.67). Le champ résultant tournant dans l'entrefer Φ_δ devient asymétrique.

La force d'attraction électromagnétique agissant sur un élément de surface du rotor est définie par la formule de Maxwell

$$f_{\text{ém}} = \frac{B_n^2}{2\mu_0}, \tag{2.73}$$

où B_n est la composante normale du vecteur d'induction magnétique à la surface du rotor; μ_0, la perméabilité de l'entrefer.

Ainsi, la force d'attraction magnétique résultante du rotor au stator est dirigée le long du maximum de l'onde d'induction B_δ (fig. 2.67), c'est-à-dire suivant l'axe du champ tournant résultant Φ_δ.

Le principe de fonctionnement du micromoteur synchrone à rotor

roulant peut être illustré sur l'exemple d'un modèle représenté sur la fig. 2.68. Dans l'alésage du stator d'un diamètre D_1 est excentriquement logé le rotor d'un diamètre D_2. En analysant qualitativement le modèle, supposons que les axes des F.M.M. engendrées dans le stator F_s, ceux du flux statorique Φ_s et du flux résultant Φ_δ coïncident. L'axe des coordonnées passant par le centre du stator O_1 et le point correspondant à l'entrefer minimal sera considéré comme un axe longitudinal d et l'axe perpendiculaire à celui-ci, comme un axe transversal q.

A la position initiale (fig. 2.68, *a*), l'axe du flux Φ_δ passe par le point de contact du stator et du rotor A. La force $F_{ém}$ d'attraction du

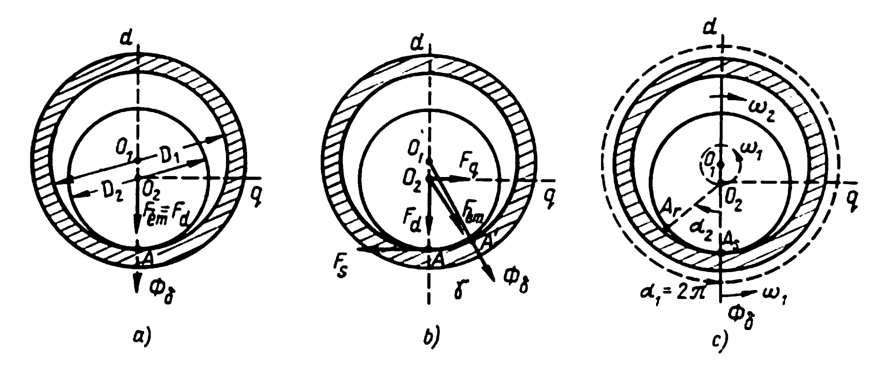


Fig. 2.68. Principe de fonctionnement d'un micromoteur synchrone rotor roulant.

rotor au stator est dirigée suivant l'axe d, la composante suivant l'axe q est nulle et le rotor se trouve dans la position d'équilibre stable.

Lorsque le flux Φ_δ (fig. 2.68, *b*) se déplace par rapport au point de contact A, il apparaît une composante de la force d'attraction agissant suivant l'axe q. La force F_q crée par rapport au point A, comme par rapport au centre de rotation instantané, un couple électromagnétique

$$M_{é2}=0,5F_qD_2. \qquad (2.74)$$

Sous l'action du couple $M_{é2}$, le rotor roule à l'intérieur du stator jusqu'à ce que le point de contact du rotor au stator se déplace en A' et que le centre du rotor O_2 se situe sur l'axe du flux Φ_δ.

Si le champ fait un tour complet $\alpha_1 = 2\pi$ (fig. 2.68, *c*), la différence des circonférences de roulement du stator et du rotor ($\pi D_1 - \pi D_2$) fait qu'à l'origine A_s de la surface du stator arrive un point du rotor déplacé dans le champ par rapport à l'origine A_r d'une valeur égale à cette différence. Le rotor tournera donc autour de son centre O_2 en sens inverse de celui du champ tournant d'un angle

$$\alpha_2 = 2\pi\frac{D_1-D_2}{D_2} = \alpha_1\frac{D_1-D_2}{D_2}. \qquad (2.75)$$

Lorsque le champ tourne continûment à la vitesse synchrone ω_1, le point de contact du rotor avec le stator et le centre du rotor O_2 par rapport au centre du stator O_1 tournent en synchronisme avec le champ et dans le sens de celui-ci. De (2.75) il résulte que le rotor tourne autour de son axe O_2 en sens inverse de celui du champ à la vitesse

$$\omega_2 = \omega_1 \frac{D_1 - D_2}{D_2}, \tag{2.76}$$

qui est la vitesse de sortie du moteur. Si les valeurs des diamètres du stator et du rotor sont proches, on a alors

$$\frac{D_1 - D_2}{D_2} \ll 1 \quad \text{et} \quad \omega_2 \ll \omega_1,$$

c'est-à-dire une forte réduction de vitesse se réalise dans le moteur. Dans les micromoteurs modernes le coefficient de réduction atteint 1500.

Comme il a été dit, ce n'est pas le rotor qui tourne à l'intérieur du stator, mais les galets du rotor sur les chemins de roulement du stator. C'est pourquoi l'expression (2.76) prend la forme

$$\omega_2 = \omega_1 \frac{D_{\text{ch. r}} - D_{\text{g}}}{D_{\text{g}}}, \tag{2.77}$$

où $D_{\text{ch. r}}$ et D_{g} sont les diamètres des circonférences de roulement des chemins de roulement et des galets.

Pour calculer le couple sur l'arbre de sortie du moteur, il faut, compte tenu de (2.74), trouver

$$F_q = \int_0^{2\pi} f_q \, ds, \tag{2.78}$$

où f_q est la projection de la force $f_{\text{ém}}$ (2.73) sur l'axe q; ds, l'élément de la surface active du rotor.

Sous la forme générale, pour le cas de la structure considérée du moteur, la formule du couple peut être écrite comme suit :

$$M_{\text{é2}} = k_\varepsilon \Phi_{\text{m}} \Phi_{\text{s}} \sin \gamma, \tag{2.79}$$

où k_ε est le coefficient qui dépend des paramètres géométriques et du degré d'excentricité; en l'absence d'excentricité $k_\varepsilon = 0$; γ, l'angle entre l'axe du flux Φ_{s} et l'axe longitudinal du rotor d.

Comme on le voit, le couple $M_{\text{é2}} = 0$ en l'absence de flux de magnétisation Φ_{m} (le champ tournant est symétrique) ou d'excentricité du rotor sur le stator.

Dans les micromoteurs synchrones à rotor roulant de construction autre que celle étudiée, le couple électromagnétique peut avoir outre la composante active (2.79) une composante réactive qui varie suivant la loi $\sin 2\gamma$.

Comme dans tous les micromoteurs synchrones, lors de l'augmentation du couple résistant M_{st}, le rotor continue à tourner à la même

vitesse, mais le point de contact est en retard sur l'axe du champ d'un angle plus grand. Si le couple M_{st} dépasse le maximum de $M_{é2}$, le rotor perd son synchronisme.

Toutefois, dans les micromoteurs à rotor roulant munis de galets et de chemins de roulement lisses, il existe encore un cas où le moteur perd son synchronisme. Le rapport des vitesses (2.77) est valable pour un roulement sans glisser. Si les chemins de roulement et les surfaces de galets sont dentelés, le glissement est impossible. En cas de surface lisse, le glissement n'a pas lieu si

$$F_q \leqslant F_{f.\ g}, \tag{2.80}$$

où $F_{f.\ g}$ est la force de frottement de glissement au point de contact (fig. 2.68, *b*).

Ainsi, lorsque le couple résistant M_{st} est tel que le couple $M_{é2} = M_{st}$ soit atteint pour une force F_q plus grande que $F_{f.\ g}$, c'est-à-dire la condition de (2.80) n'est pas remplie, les galets commencent à glisser sur les chemins de roulement et le moteur marche en asynchrone:

$$\omega_2 < \omega_1 \frac{D_{ch.\ r} - D_g}{D_g}.$$

Les micromoteurs à rotor roulant sont dotés de bonnes caractéristiques dynamiques: à la fréquence $f = 50$ Hz, le temps de démarrage est de l'ordre de 0,01 s; l'inversion de marche prend 0,015 à 0,025 s car la constante de temps électromécanique du moteur qui est proportionnelle au moment d'inertie des pièces en rotation et à leur vitesse est infime. Ceci s'explique par le fait que le rotor tourne par rapport à son centre à une très faible vitesse ω_2. Le centre du rotor révolue autour du centre du stator à une grande vitesse ω_1, mais en cas de faible excentricité le rayon de rotation et respectivement le moment d'inertie rotorique sont insignifiants.

A l'arrêt du moteur par la coupure de tension alternative alimentant le stator, on observe un auto-freinage du rotor sous l'effet d'une grande force d'attraction du rotor au stator, force produite par le champ de magnétisation au point de contact.

De pair avec les avantages énumérés, les micromoteurs à rotor roulant présentent certains inconvénients. La structure de l'ensemble du moteur et notamment celle de l'accouplement entre le rotor et le bout d'arbre sont très compliquées, ce qui est dû à la rotation excentrée spécifique du rotor. Des forces centrifuges apparaissant à la suite d'un écart de rotation entre les centres du rotor et du stator provoquent vibrations, bruits et instabilité de la vitesse instantanée du rotor.

Micromoteurs à effet d'ondes

Les micromoteurs synchrones à effet d'ondes constituent la combinaison d'une machine électrique avec un réducteur à engrenages dits « à effet d'ondes ». La particularité de la conception de ces mo-

teurs consiste en ce qu'ils possèdent un rotor élastique et déformable en sens radial à la surface duquel est fixée une couronne dentée élastique du réducteur.

La partie électrique tournante du moteur à effet d'ondes fournit un couple moteur et sert pour ce réducteur de générateur électromagnétique d'ondes de déformation mécaniques.

Examinons la construction et le principe de fonctionnement du moteur à effet d'ondes sur l'exemple d'une machine du type à réluctance variable.

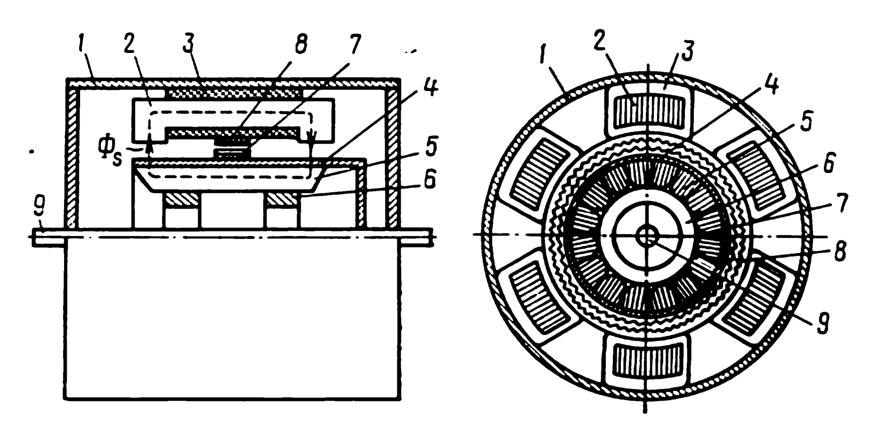


Fig. 2.69. Schéma structural d'un micromoteur synchrone à effet d'ondes du type à réluctance variable à fermeture radiale-axiale du flux magnétique.

Sur la fig. 2.69 est montré le schéma de construction d'un moteur synchrone à effet d'ondes à réluctance variable dont le flux magnétique se ferme suivant le sens radial-axial. Dans la carcasse *1* sont fixées les armatures ferromagnétiques en U renversé *2* du stator. Les armatures supportent les bobines concentrées *3* formant un enroulement bi ou triphasé qui est destiné à créer dans l'entrefer un champ magnétique tournant. Une couronne dentée rigide *8* du réducteur est fixée sur la surface intérieure du stator. Le rotor *4* est un cylindre élastique à paroi mince réalisé en métal ou en matière plastique et fixé sur un arbre de sortie *9*. Sur la surface extérieure du rotor est montée une couronne dentée élastique *7* du réducteur. Le circuit magnétique intérieur se compose de secteurs ferromagnétiques isolés *5* qui peuvent se déplacer en sens radial et déformer le rotor. Les bagues de centrage élastiques *6* les font serrer contre la surface intérieure du rotor.

A l'application d'une tension alternative aux bornes des enroulements statoriques, dans l'entrefer est engendré un champ magnétique Φ_s tournant à la vitesse $\omega_1 = 2\pi \frac{f}{p}$. Le premier harmonique d'induction $B_{\delta s}$ de ce champ est représenté, pour un nombre de paires de pôles $p = 1$, sur la fig. 2.70, *a*. Les secteurs du circuit magné-

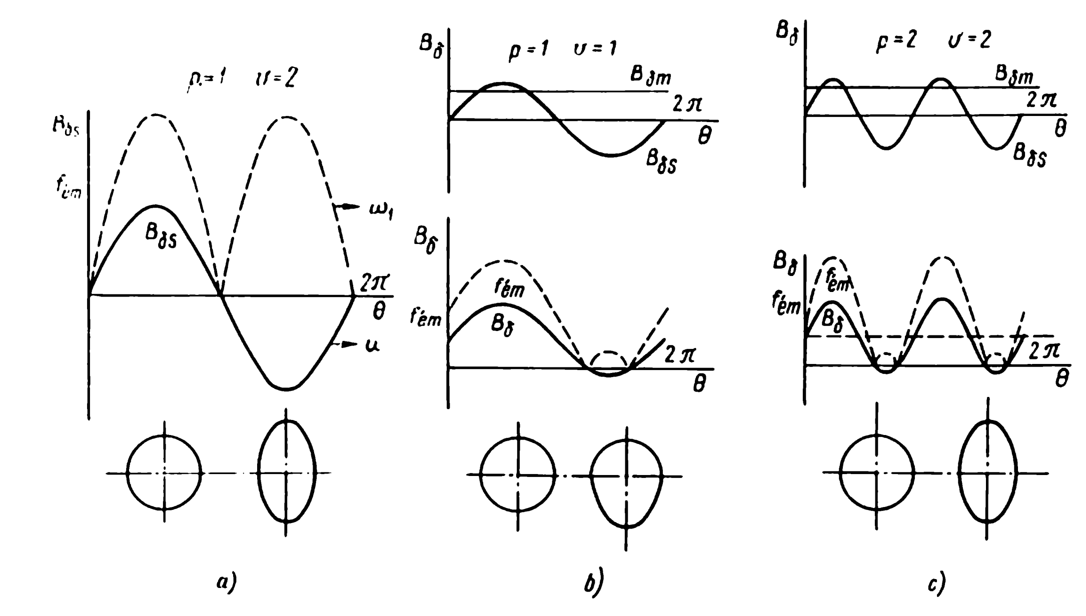


Fig. 2.70. Répartition d'induction et de forces d'attraction le long de la circonférence du rotor d'un moteur à effet d'ondes.

tique se trouvant dans le champ subissent l'action des forces d'attraction magnétique au stator. L'épure des forces électromagnétiques $f_{ém}$ construite compte tenu de (2.79) est également représentée sur la fig. 2.70, *a*. Les secteurs se déplacent en sens radial en faisant déformer le rotor et la couronne élastique du réducteur à effet d'ondes (fig. 2.71). Les dents de la couronne élastique engrènent avec celles de la couronne rigide engagée sur le stator. Dans les moteurs du type à réluctance variable le nombre d'ondes v de déformation mécanique du rotor est égal à celui de pôles ($v = 2p$).

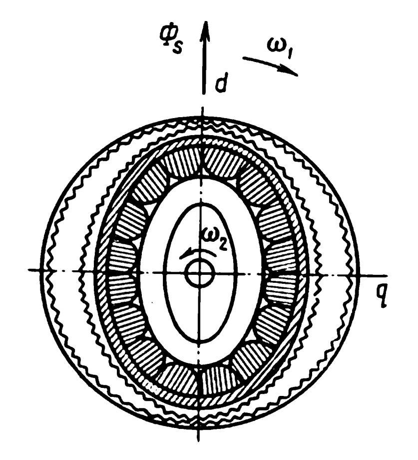


Fig. 2.71. Déformation du rotor d'un moteur à effet d'ondes.

Les ondes de déformation mécanique du rotor tournent en synchronisme avec le champ à une vitesse ω_1 et la couronne élastique roule à l'intérieur de la couronne rigide. Dans le réducteur à effet d'ondes il s'opère une réduction de vitesse et la couronne élastique sollicitée par le rotor tourne lentement par rapport à son axe dans le sens inverse à celui du champ à la vitesse constante

$$\omega_2 = \omega_1/i_0, \qquad (2.81)$$

où $i_0 = \frac{Z_é}{Z_r - Z_q}$ est le coefficient de réduction du réducteur à effet d'ondes; Z_r et $Z_é$ les nombres de dents correspondant respectivement aux couronnes rigide et élastique. Il est à noter que $Z_r > Z_é$.

Lorsque le rotor subit une déformation (fig. 2.71), les entrefers suivant les axes longitudinal d et transversal q ne sont pas égaux et, par conséquent, les réluctances ($\mathcal{R}_d \neq \mathcal{R}_q$) et les inductances ($X_d \neq X_q$) suivant les mêmes axes ne le sont pas non plus. On sait (cf. § 2.9) que dans ces conditions il se crée dans la machine un couple moteur de réaction. Sans tenir compte de la résistance ohmique aux bornes de l'enroulement statorique, l'équation régissant le couple de réaction a la forme

$$M_r = M_{r.\ max} \sin 2\theta_u, \qquad (2.82)$$

où θ_u est l'angle formé par l'axe de l'onde spatiale de tension statorique et l'axe transversal q du rotor déformé. Cette formule correspond donc à l'expression (2.67a).

La valeur de l'angle θ_u dépend, comme dans toutes les machines synchrones, du couple résistant.

L'expression du couple de réaction compte tenu de la résistance ohmique aux bornes de l'enroulement statorique est analogue à (2.67b).

De (2.67a) il résulte que la valeur maximale du couple de réaction $M_{r.\ max}$ est proportionnelle à la différence des inductances X_d et X_q. Dans le moteur à effet d'ondes cette différence dépend du degré de déformation du rotor

$$X_d - X_q = f(a/\delta), \quad (2.83)$$

où a est la valeur maximale de la déformation radiale; δ, l'entrefer moyen.

Dans le réducteur à effet d'ondes il y a réduction du couple (multiplication) et le couple disponible sur l'arbre du moteur devient

$$M_2 = M_r i_0 \eta_0, \quad (2.84)$$

où η_0 est le rendement du réducteur et des paliers.

Le micromoteur à effet d'ondes à excitation par aimants peut avoir une structure identique à celle d'un micromoteur à réluctance variable (fig. 2.69), pour cela on loge dans les armatures *2* des enroulements complémentaires à courant continu qui produiront un flux de magnétisation homopolaire. Les moteurs à effet d'ondes à excitation par aimants développent un couple plus grand que les moteurs à réluctance variable à cause de l'interaction du champ tournant et du champ de magnétisation et leurs indices énergétiques sont meilleurs. A la différence des moteurs à réluctance variable, dans les micromoteurs à effet d'ondes le nombre d'ondes de déformation est égal à celui de paires de pôles ($v = p$). Cela est confirmé par les diagrammes de l'induction et des forces d'attraction de la fig. 2.70, *b*, *c*. Aussi, pour maintenir le rotor en équilibre dynamique, doit-on réaliser les moteurs à effet d'ondes à excitation par aimants avec $p \geqslant 2$.

Sur la fig. 2.72 est montrée la structure d'un micromoteur synchrone à effet d'ondes à réluctance variable dont le flux magnétique se ferme radialement. Le stator est fait selon la construction classique propre aux machines à courant alternatif : l'armature cylindrique feuilletée *1* porte l'enroulement polyphasé *2* qui fait engendrer un champ magnétique tournant Φ_s. La couronne dentée rigide *3* est fixée sur la surface du stator. La couronne dentée élastique *4* est placée à la surface du rotor élastique déformable *5*. Le circuit magnétique intérieur *6* a la forme d'une bague élastique enroulée à partir d'un ruban en permalloy. Le circuit magnétique sert à fermer le flux magnétique suivant la circonférence du rotor et à déformer celui-ci par les forces d'attraction au stator.

Les moteurs à effet d'ondes possèdent de bonnes caractéristiques dynamiques. Le temps de démarrage à la fréquence nominale $f = 50$ Hz atteint 3 à 4 ms. Le rotor à moment d'inertie très faible tourne à basse vitesse et la rapidité de réponse du moteur dépend non pas de l'énergie cinétique fournie par le rotor tournant, mais essentiellement de l'énergie cinétique des éléments du rotor déformable qui se déplacent dans le sens radial. Ceci signifie que le temps de démarrage se détermine pratiquement par le temps de déformation

du rotor avant l'engrènement des couronnes du réducteur à effet d'ondes. A la coupure de la tension d'alimentation, l'onde de déformation disparaît aussi rapidement et le rotor fournit une réponse instantanée pour l'arrêt sans pratiquement tourner par inertie. Dans les moteurs à effet d'ondes, pour lesquels le nombre d'ondes de déformation $\upsilon \geqslant 2$, les pièces tournantes sont dynamiquement équilibrées, ce qui assure un taux de vibrations moindre que dans les moteurs à rotor roulant.

Les micromoteurs à effet d'ondes présentent l'inconvénient d'une construction et d'une technologie compliquées, ce qui est essentiellement lié à l'exigence d'obtenir une élasticité appropriée du rotor.

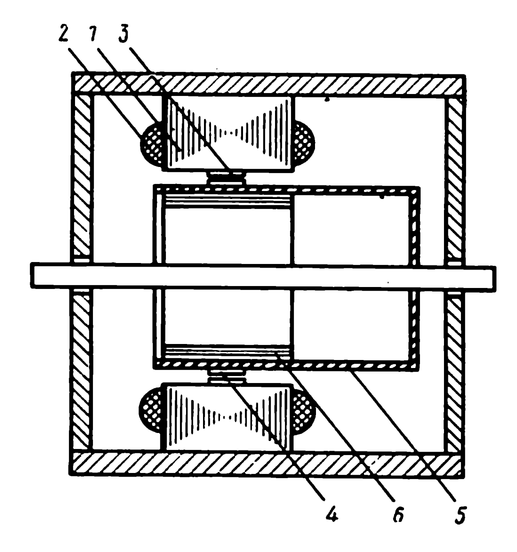


Fig. 2.72. Schéma structural d'un micromoteur synchrone à effet d'ondes du type à réluctance variable à fermeture radiale du flux magnétique.

Les indices énergétiques et de poids des moteurs à effet d'ondes ne sont pas élevés surtout dans les moteurs du type à réluctance variable, à cause des entrefers amagnétiques importants rencontrés par le flux magnétique et des particularités de construction des circuits magnétiques extérieur et intérieur.

* * *

L'avantage notable de tous les micromoteurs examinés consiste en l'absence de pièces et de paliers tournant à grande vitesse d'où une augmentation substantielle de leur fiabilité. Par exemple, la durée de service garantie des micromoteurs synchrones auto-réducteurs (série ДСР) est trois à quatre fois celle des micromoteurs synchrones à réducteurs mécaniques assurant la même vitesse de rotation de l'arbre de sortie (série ДСД).

Le rendement et la puissance massique des micromoteurs examinés dépendent dans une large mesure du coefficient de réduction de vitesse réalisé: plus grand est le coefficient de réduction, moindres sont ces indices. Par exemple, dans la série de micromoteurs synchrones à rotor roulant, à des dimensions égales et à la fréquence du réseau d'alimentation $f = 50$ Hz (vitesse du champ 3000 tr/mn), dont la vitesse nominale du rotor varie de 2 à 200 tr/mn, la puissance s'échelonne entre 0,4 et 22 W et le rendement entre 0,7 et 36 %. Les micromoteurs synchrones auto-réducteurs à excitation par aimants d'une puissance de l'ordre de 1 W alimentés sur un réseau à $f = 50$ Hz et dont le coefficient de réduction varie de 10 à 30 possèdent un rendement compris entre 5 et 8 %.

Le facteur de puissance cos φ des micromoteurs à excitation par aimants atteint 0,7 à 0,85 (en cas de couplage par condensateur ce facteur peut s'élever à 0,95).

La faible vitesse de rotation, le grand couple moteur et les caractéristiques dynamiques élevées des micromoteurs à effet d'ondes et de leurs homologues à rotor roulant favorisent leur application dans la commande de divers mécanismes de précision (verniers des machines à copier, horlogerie, etc.) ainsi que dans les manipulateurs électro-mécaniques télécommandés (installations de vide, de radiation, etc.).

§ 2.12. MICROMOTEURS PAS À PAS SYNCHRONES

Face au développement pris par les techniques de calcul, on met au point et perfectionne constamment les techniques de commandes digitales et notamment les micromachines électriques spéciales: micromoteurs pas à pas.

On appelle moteurs pas à pas les micromoteurs synchrones transformant le signal de commande sous la forme d'impulsions en une position angulaire préférentielle de l'arbre ou en un déplacement angulaire préférentiel sans employer les transmetteurs de retour d'asservissement.

Comme moteurs pas à pas on utilise les micromoteurs possédant au moins deux positions angulaires préférentielles du rotor par tour.

Les micromoteurs pas à pas (MPP) fonctionnent en combinaison avec des commutateurs électroniques. Le commutateur assure la commutation des enroulements de commande du MPP à une succession et une fréquence correspondant au signal de commande prescrit.

Dans le cas général, le MPP combiné avec un commutateur peut être considéré comme un système de régulation fréquentielle de la vitesse de rotation d'un moteur synchrone qui se distingue par l'alimentation digitale des enroulements en impulsions de tension rectangulaires et par la possibilité de fixer la position angulaire du rotor. Dans ces conditions, la position angulaire résultante du rotor du MPP, le sens et la fréquence de rotation dépendent respectivement du nombre de commutations des enroulements de commande, de la succession et de la fréquence de ces commutations.

Conformément à la classification générale des machines synchrones, les MPP peuvent être divisés en trois groupes principaux: *moteurs à aimants permanents (du type actif), moteurs à réluctance variable et moteurs à excitation par aimants.*

Les MPP peuvent avoir un nombre de phases différent mais la plus grande extension ont reçu les MPP bi, tri et quadriphasés. L'enroulement à phases du stator est entièrement destiné à la commande ou bien est divisé en deux parties (avec une prise médiane) dont les axes sont décalés dans l'espace de 180°.

La tension alimentant l'enroulement de commande du MPP se présente sous la forme d'impulsions carrées de même polarité ou de polarités différentes en provenance du commutateur.

Micromoteurs à aimants permanents

A la différence des micromoteurs synchrones à rotation continue, les micromoteurs pas à pas utilisent un stator à pôles saillants qui portent les enroulements de commande. Le nombre de paires de pôles de chaque enroulement de commande p est sensiblement égal à celui de paires de pôles du rotor.

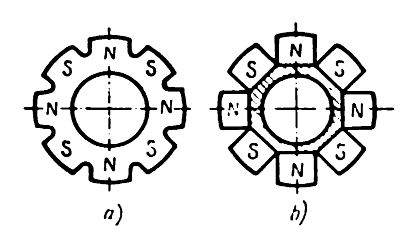


Fig. 2.73. Construction des rotors de MPP du type actif:
a — massive; *b* — en éléments asesmblés.

Les MPP du type actif à excitation éléctromagnétique du rotor sont les plus fréquents. Le rotor de ces moteurs en « étoile » à aimants permanents utilise une construction massive ou celle en éléments assemblés (fig. 2.73).

Examinons le principe de fonctionnement d'un tel MPP sur l'exemple d'un moteur bipolaire (fig. 2.74). Supposons que le sens des F.M.M. et des flux engendrés aussi bien dans le stator que dans le rotor est le même. A chaque impulsion de commande appliquée à l'entrée du commutateur correspond une variation par échelons de la valeur ou de la polarité des tensions appliquées aux enroulements de commande A et B. Le flux magnétique Φ_s produit dans les enroulements de commande se déplace suivant la circonférence du stator d'un angle fixe. Il apparaît alors un couple synchronisant qui tend à faire tourner le rotor de façon que celui-ci crée avec les enroulements excités le flux magnétique total maximum. Le rotor progresse d'un pas, c'est-à-dire il tourne d'un angle fixe dont la valeur est égale au pas du vecteur du champ engendré dans le stator (positions a, b, c de la fig. 2.74).

Sur la fig. 2.74 est montrée la commutation dite séparée-combinée des enroulements de commande qu'on appelle aussi commutation non équilibrée car aux positions de pas impaires et paires correspondent

les nombres différents des enroulements excités et les valeurs différentes du flux résultant du stator.

On appelle commutation équilibrée la commutation pour laquelle toutes les positions de pas correspondent à un nombre identique d'enroulements de commande excités (séparément, par deux, trois, etc.). De la fig. 2.74 il s'ensuit qu'avec la commutation équilibrée le pas est doublé, alors que la valeur du flux magnétique résultant du stator reste la même pour toutes les positions de pas.

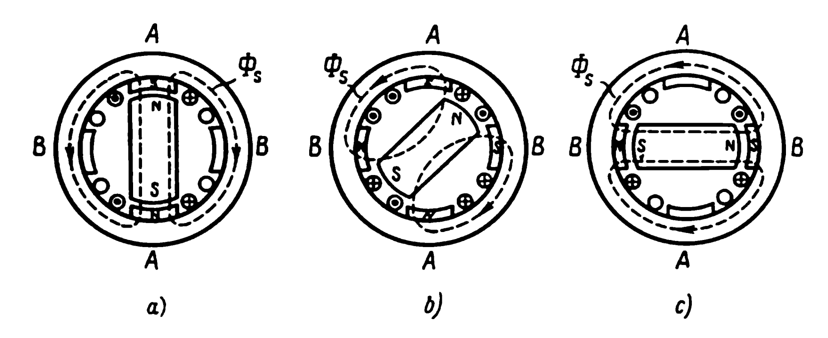


Fig. 2.74. Principe de fonctionnement d'un moteur pas à pas.

Dans le cas général, le nombre de pas dus au flux résultant du stator et celui du rotor par 360° électriques sont directement proportionnels au nombre d'enroulements de commande excités m_{com} et dépendent du mode de commutation.

Sur la fig. 2.75 sont montrés les schémas des enroulements de commande, le diagramme des temps des impulsions de tension aux bornes de ces enroulements et le diagramme spatial des positions du flux résultant du stator Φ_s pour:

a) schéma de commutation équilibré par impulsions de polarités différentes d'un MPP à enroulement statorique biphasé non fendu ($m_{com} = 2$);

b) schéma de commutation équilibré par impulsions de même polarité d'un MPP à enroulement statorique biphasé fendu ($m_{com} = 4$).

La comparaison de ces deux cas prouve que l'emploi d'une commutation par impulsions de polarités différentes dans les moteurs à enroulements à phases non fendus exerce son influence sur la valeur de pas et équivaut à la division des enroulements à phases, c'est-à-dire au doublement du nombre d'enroulements de commande en cas de commutation par impulsions de même polarité (tableau 2.2).

Appelons nombre de cycles k_c du schéma de commande le nombre d'états du commutateur assurant une nouvelle position angulaire du flux magnétique résultant du stator par 360° électriques. Vu ce qui précède, le nombre de cycles du schéma de commande

$$k_c = m_{com} n_1 n_2, \tag{2.85}$$

où n_1 est le coefficient égal à 1 pour la commutation symétrique et à 2 pour la commutation asymétrique; n_2 est le coefficient égal à 1 pour la commutation par impulsions de même polarité et à 2 pour la commutation par impulsions de polarités différentes.

L'emploi de ce dernier mode de commutation dans les moteurs à enroulements statoriques fendus à phases n'a pas de sens.

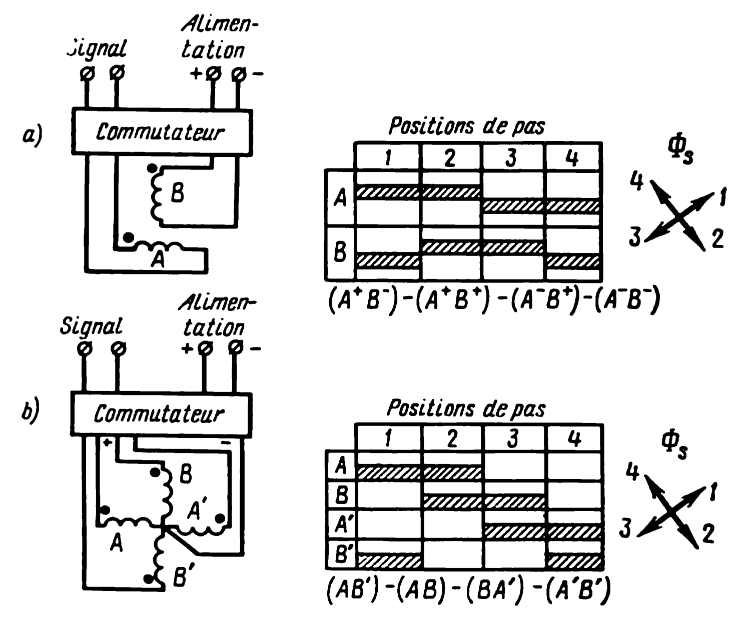


Fig. 2.75. Schémas de commutation d'un moteur pas à pas.

Dans la plupart des schémas de commande le vecteur Φ_s s'oriente, lors d'un tour complet, suivant toutes les positions possibles k_c (en degrés électriques). Dans ces conditions, l'angle de pas du MPP (en degrés électriques)

$$\gamma_{p.\,é}=\frac{360°}{k_c}. \tag{2.86}$$

Les micromoteurs pas à pas réels sont polyphasés ($p > 1$) et l'angle de pas mécanique, c'est-à-dire l'angle de rotation du rotor pour un cycle de commutation

$$\gamma_p=\frac{\gamma_{p.\,é}}{p}=\frac{360°}{k_c p}. \tag{2.87}$$

L'accroissement du nombre de paires de pôles, le diamètre du rotor étant invariable, est limité par les difficultés technologiques et par l'augmentation des flux de dispersion entre les pôles. En règle générale, p = 4 à 6. L'augmentation du nombre d'enroulements de com-

Tableau 2.2

Nombre d'enroulements de commande m_{com}	2	3	4	5	6	7	8
Positions du vecteur du flux statorique par 360° électriques en cas de commutation par impulsions de même polarité	+1, +2	+1, +2, +3	+1, +2, +4, +3	+1, +2, +5, +3, +4	+1, +2, +6, +3, +5, +4	+1, +2, +7, +3, +6, +5, +4	+1, +2, +8, +3, +7, +6, +4, +5
Nombre d'enroulements de commande m_{com}	1	—	2	—	3	—	4
Positions du vecteur du flux statorique par 360° électriques en cas de commutation par impulsions de polarités différentes	+1, -1		+1, +2, -2, -1		+1, -3, -2, +2, +3, -1		+1, +2, -4, +3, -3, +4, -2, -1
Nombre de cycles de commutation k_c	2	3	4	5	6	7	8

mande s'explique par la construction plus compliquée du commutateur d'où vient que d'habitude $m_{com} = 2$ à 4. C'est pourquoi dans les MPP à aimants permanents la valeur de γ_p est de l'ordre d'une dizaine de degrés.

Micromoteurs à réluctance variable et à excitation par aimants

En vue de diminuer l'angle de pas des micromoteurs pas à pas à réluctance variable et à excitation par aimants on utilise le principe de réduction de vitesse électromagnétique exposé au § 2.11.

Examinons les particularités de construction et le principe de fonctionnement d'un MPP à réluctance variable auto-réducteur triphasé (fig. 2.76). Le stator et le rotor sont constitués par un empilage

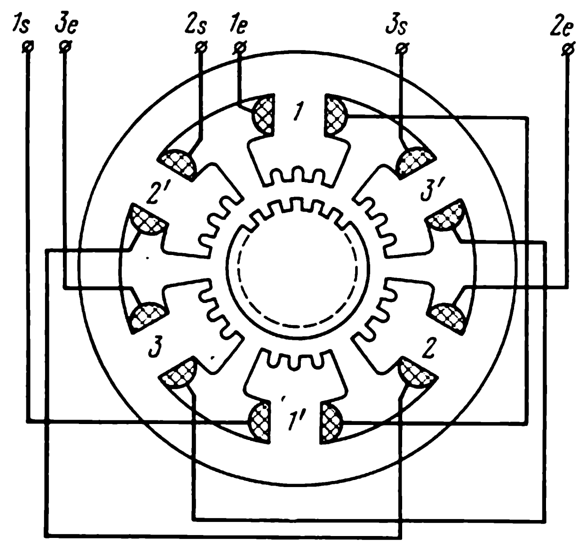


Fig. 2.76. Schéma structural d'un MPP auto-réducteur à réluctance variable.

de tôles en acier magnétique. La surface du rotor et celle des pièces polaires du stator sont dentelées. Les dentures rotorique et statorique ont le même pas. Les dents du rotor sont alignées suivant le même axe que les dents d'une paire de pièces polaires diamétralement disposées du stator mais sont décalées d'un tiers de pas dentaire, respectivement dans le sens horaire et antihoraire par rapport aux dents des deux autres paires de pièces polaires. Lorsque les enroulements de commande sont successivement alimentés par des impulsions de même polarité il y aura une rotation du flux magnétique du stator de 120° et le couple de réaction synchronisant fera tourner le rotor d'un tiers de pas dentaire en l'amenant dans la position de moindre réluctance par rapport à la paire de pôles excités. Si le rotor possède un grand nombre de dents Z_r il tourne d'un angle nettement inférieur à celui de rotation du champ statorique.

Dans le cas général, le décalage mentionné des axes des dents du rotor sur ceux des dents du stator se fait d'un angle $360°/m_{com}Z_r$. Pour un cycle de commutation complet, le rotor avance de un pas dentaire $360°/Z_r$ et la valeur de l'angle de pas est définie d'après la formule

$$\gamma_p = \frac{360°}{k_c Z_r}. \tag{2.88}$$

Il faut tenir compte du fait que dans le micromoteur à réluctance variable l'inversion de sens du champ de 180° électriques n'exerce aucune influence sur l'état du rotor et, en calculant l'angle de pas dans l'expression (2.85) pour k_c, on choisit $n_2 = 1$ indépendamment du mode de commutation.

Dans le MPP à réluctance variable la période complète de variation de la réluctance et du champ magnétique dans l'entrefer correspond à la rotation du rotor par rapport au stator d'un pas dentaire. Ceci signifie qu'une dent avec un creux du rotor équivalent à une paire de pôles et occupent 360° électriques, c'est-à-dire $Z_r = p$ et le pas en degrés électriques peut être déterminé d'après (2.86).

La comparaison des expressions (2.87) et (2.88) montre qu'à égalité des nombres de pièces polaires sur le rotor, l'angle de pas du MPP à réluctance variable est réduit à la moitié de celui de son homologue à aimants permanents. En outre, grâce à ses particularités technologiques et à égalité des diamètres du rotor, le MPP à réluctance variable peut être réalisé à un nombre de dents nettement plus grand que celui de pôles des aimants permanents du MPP du type actif. C'est pourquoi l'angle de pas des MPP à réluctance variable atteint quelques degrés ou fractions de degré.

Les MPP à excitation par aimants se distinguent des MPP à réluctance variable examinés ci-dessus par le fait que leur rotor admet une magnétisation à l'aide d'un flux magnétique permanent du stator tout comme dans les micromoteurs synchrones autoréducteurs à excitation par aimants. Dans ce cas, le couple synchronisant est en légère augmentation, les caractéristiques énergétiques et dynamiques s'améliorent.

Outre les principales constructions des MPP examinés, on commence à utiliser en MPP les micromoteurs synchrones à effet d'ondes, les micromoteurs à rotor roulant, à rotor à disques et enroulement imprimé, ce qui permet de diminuer l'angle de pas et d'améliorer les caractéristiques dynamiques.

Régimes de fonctionnement et caractéristiques des micromoteurs pas à pas

Le fonctionnement du MPP est considéré comme stable s'il tourne sans perdre de pas, c'est-à-dire le rotor prend une position stable, correspondant à celle du vecteur de la F.M.M. résultante du stator, pour chaque pas du vecteur de la F.M.M.

Les régimes de fonctionnement des MPP se distinguent essentiellement en fonction de la fréquence des impulsions de commande f.

Le *régime statique* ($f = 0$) correspond à l'établissement dans les enroulements de commande d'un courant continu qui crée un champ magnétique fixe. La caractéristique principale propre à ce régime est la courbe de couple synchronisant statique M_s en fonction de l'écart angulaire $\gamma_é$ (en degrés électiques) entre l'axe longitudinal du rotor et la F.M.M. du stator (trait plein sur la fig. 2.77). L'axe longitudinal du rotor coïncide avec le sens du flux rotorique dans les MPP à aimants permanents et avec le sens de moindre réluctance dans les

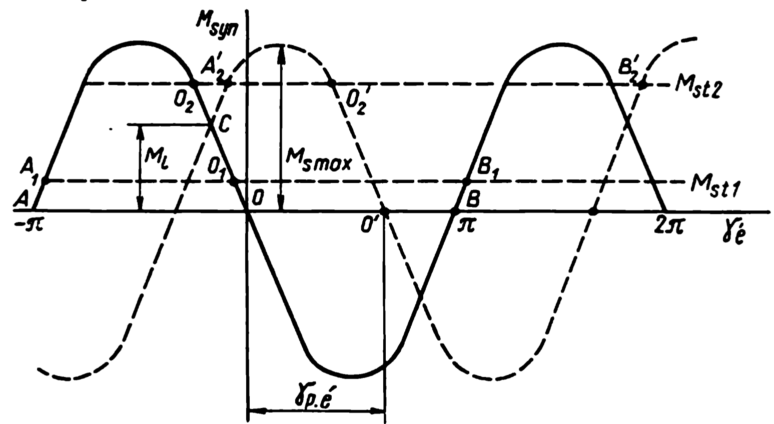


Fig. 2.77. Caractéristiques angulaires d'un MPP à dentures symétriques.

MPP à réluctance variable et à excitation par aimants. De la théorie des micromoteurs synchrones (§ 2.9) on connaît que la relation $M_s = f(\gamma_é)$ est une fonction périodique. L'harmonique fondamental du couple synchronisant

$$M_s = M_{s\max} \sin\gamma_é = M_{s\max} \sin(\theta_{1é} - \theta_{2é}), \qquad (2.89)$$

où $M_{s\max}$ est le couple synchronisant maximal; $\theta_{1é}$, $\theta_{2é}$, les positions angulaires de la F.M.M. du stator et de l'axe du rotor en degrés électriques.

La zone de stabilité statique $\gamma_{st.\,st}$ est un domaine du point d'équilibre stable sur la caractéristique angulaire. Une fois l'action perturbatrice éliminée, le rotor revient de n'importe quel point de cette caractéristique sur le point d'équilibre stable initial. Lorsque le couple résistant statique $M_{st} = 0$, le point d'équilibre stable est à O et les points d'équilibre instable se confondent avec A et B, cela veut dire que la zone de stabilité statique AOB est symétrique

$$\gamma_{st.\,st} = (-\pi) \text{ à } (+\pi).$$

En présence d'un couple résistant $M_{st} \neq 0$, la zone de stabilité statique devient asymétrique, par exemple $A_1O_1B_1$ pour $M_{st1} > 0$.

Le couple résistant limite M_l pour lequel devient possible le démarrage du MPP, c'est-à-dire l'exécution de pas en un sens donné, est déterminé par le point de rencontre C de la courbe angulaire initiale avec une courbe décalée de un pas (en pointillé sur la fig. 2.77):

$$M_l = M_{s\,\max} \cos \frac{\pi}{k_c} \; (k_c \geqslant 2). \qquad (2.90)$$

Si $M_{st} = M_{st_2} > M_l$, le rotor (point O_2) se trouvera, après un pas avancé du champ statorique, au-delà de la nouvelle zone de stabilité statique $A_2'O_2'B_2'$ et le démarrage sera impossible. La condition de l'exécution de un pas à partir du repos est de la forme

$$\gamma_{st} > \gamma_{inst} + \gamma_{p.\,é}, \qquad (2.91)$$

où γ_{st} et γ_{inst} sont les coordonnées des points correspondant aux équilibres stable et instable de la caractéristique angulaire initiale.

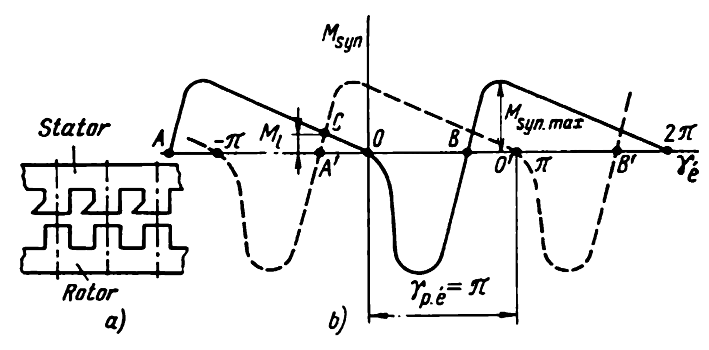


Fig. 2.78. Caractéristiques angulaires d'un MPP à réluctance variable à dentures asymétriques.

De (2.90) il résulte que, pour $k_c = 2$, le couple résistant limite $M_l = 0$. Par conséquent, pour satisfaire les conditions de démarrage, le nombre de cycles de commutation minimum doit être $k_c > 2$, c'est-à-dire le MPP à aimants permanents qui autorise une commutation par des impulsions de polarités différentes doit avoir deux enroulements de commande au moins, alors que les MPP à réluctance variable et à excitation par aimant en auront trois au minimum. Cela tient à ce que le principe de fonctionnement du MPP est identique à celui d'une machine synchrone dont le couple synchronisant $M_s = 0$ pour $\gamma_é = 180°$ et $360°$.

Il est possible de réaliser des MPP avec un cycle de commutation $k_c = 2$. Dans ces conditions, le rotor et le stator du MPP à réluctance variable présentent des dentures asymétriques (fig. 2.78, *a*). La caractéristique angulaire d'un tel micromoteur pas à pas possède des demi-ondes de forme différente (fig. 2.78, *b*), ce qui est conditionné par la loi de la variation de réluctance le long de la circonférence de l'entrefer du moteur. Comme on le voit, $M_l \neq 0$ pour $\gamma_{p.\,é} = \pm\pi$.

L'erreur de positionnement statique d'un MPP, c'est-à-dire la différence entre les positions angulaires du rotor et de la F.M.M. du stator en régime statique (coordonnée du point O_1 sur la fig. 2.77), est fonction de la valeur et du signe du couple résistant statique et de la pente de la portion initiale de la caractéristique angulaire, c'est-à-dire du couple spécifique.

Le *régime de fonctionnement en pas à pas* est déterminé par la fréquence des impulsions de commande pour laquelle le processus transitoire, le plus souvent oscillatoire, prend fin pour chaque pas vers le commencement du pas suivant, c'est-à-dire la vitesse angulaire du rotor $\dot{\theta}_2$ au début de chaque pas est nulle (fig. 2.79).

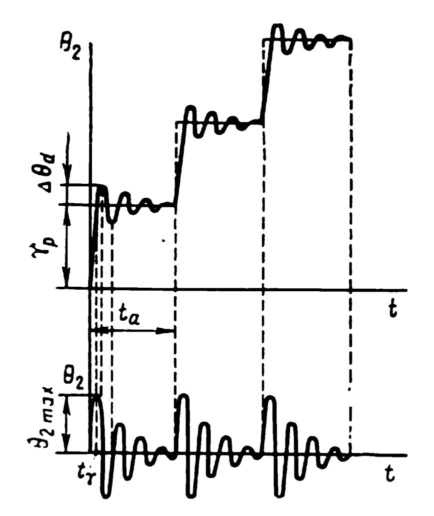


Fig. 2.79. Processus de la recopie de pas dans un MPP.

A un moment de temps t_γ, le rotor a déjà avancé de un pas, mais se déplaçant toujours avec une vitesse maximale $\dot{\theta}_{2max}$ et une énergie cinétique maximale, il continue de tourner contre les forces du champ. Il s'établit donc un processus d'oscillations (pompage) du rotor autour de la position d'équilibre stable, tout comme dans les micromoteurs synchrones (cf. § 2.10). Les oscillations s'amortissent lorsque toute l'énergie cinétique sera dépensée sous forme de pertes électriques, magnétiques et mécaniques conditionnées par ce processus. L'amplitude et le temps d'amortissement des oscillations sont d'autant plus petits que ces pertes sont plus grandes.

Les caractéristiques essentielles du régime de fonctionnement en pas à pas sont:

a) valeur du dépassement de réglage $\Delta\theta_d$, c'est-à-dire l'écart maximal sur une nouvelle position d'équilibre stable du rotor pendant le processus transitoire;

b) valeur maximale de la vitesse instantanée du rotor $\dot{\theta}_{2max}$ pour un pas mécanique;

c) temps d'amortissement des oscillations libres du rotor sur un pas t_a.

Dans les MPP il est recommandé de faire diminuer les valeurs de $\Delta\theta_d$ et t_a sans faire varier la vitesse instantanée du rotor $\dot{\theta}_2$.

La vitesse moyenne du rotor des MPP est déterminée par la formule (en rad/s)

$$\omega_2 = \frac{\pi}{180} f\gamma_p. \qquad (2.92)$$

Le *régime établi* des moteurs pas à pas correspond à la fréquence constante des impulsions de commande, le temps d'amortissement t_a étant supérieur à celui d'un cycle de commutation.

En régime établi, la rotation du rotor à une certaine vitesse moyenne ω_2 s'accompagne d'oscillations forcées autour du point instantané d'équilibre stable. L'amplitude des oscillations atteint sa valeur maximale lorsque la fréquence des impulsions de commande coïncide avec la fréquence de résonance (propre) du rotor.

Dans le domaine de fréquences où la vitesse des processus transitoires électromagnétiques dépasse nettement celle des processus mécaniques, la marche du rotor d'un MPP non chargé peut être décrite à l'aide d'une équation correspondant à l'équilibre des couples

$$M_s = M_{dyn} + M_a \pm M_f, \tag{2.93}$$

où M_{dyn} est le couple dynamique; M_a, le couple d'amortissement électromagnétique; M_f, le couple de frottement.

La valeur du couple dynamique est déterminée par le moment d'inertie et l'accélération du rotor:

$$M_{dyn} = J\frac{d^2\theta_2}{dt^2} = \frac{J}{p}\cdot\frac{d^2\theta_{2é}}{dt^2}. \tag{2.94}$$

L'amortissement électromagnétique interne des oscillations du rotor est assuré par l'induction d'une F.E.M. de rotation dans les enroulements de commande. Dans les MPP à aimants permanents la F.E.M. de rotation est induite par le flux d'excitation du rotor, alors que dans les MPP à excitation par aimant et à réluctance variable, par la composante alternative du flux d'excitation apparaissant à cause de variation de réluctance lors de la rotation du rotor. La F.E.M. de rotation provoque dans les circuits d'enroulements de commande des courants additionnels dont l'interaction avec le flux qui les a engendrés crée un couple d'amortissement opposé à la variation de vitesse du rotor. La valeur du couple d'amortissement est proportionnelle à la vitesse du rotor:

$$M_a = D\frac{d\theta_{2é}}{dt}, \tag{2.95}$$

où D est le facteur d'amortissement.

Le facteur d'amortissement dépend essentiellement de la composante alternative du flux magnétique total dans le rotor et l'enroulement de commande statorique. A égalité des autres conditions, ce sont les MPP à aimants permanents qui possèdent le plus grand facteur d'amortissement. Si l'on néglige le couple de frottement M_f et l'on examine le fonctionnement du MPP à de faibles écarts angulaires entre les axes du rotor et de la F.M.M. du stator ($\sin\gamma \approx \gamma$) on a alors, après avoir porté (2.89), (2.94) et (2.95) dans (2.93), l'équation différentielle de la rotation du rotor

$$\frac{d^2\theta_{2é}}{dt^2} + \frac{Dp}{J}\cdot\frac{d\theta_{2é}}{dt} + \frac{M_{s\,max}p}{J}\theta_{2é} = \frac{M_{s\,max}p}{J}\theta_{1é}. \tag{2.96}$$

Dans l'expression (2.96) le coefficient de $\theta_{2é}$ est le carré de la fréquence angulaire des oscillations propres du rotor

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{M_{s\,max} p}{J}}. \qquad (2.97)$$

La fréquence des impulsions de commande correspondant à la résonance fondamentale est égale à $f_0 = \omega_0/2\pi$. Dans les MPP réels dont les caractéristiques ne sont pas linéaires la fréquence de résonance fondamentale est légèrement inférieure à f_0. Des effets de résonance partiels sont possibles à des fréquences des impulsions de commande d'un nombre entier de fois inférieures à f_0.

Le coefficient de $\dot{\theta}_{2é}$ dans (2.96) détermine le facteur d'amortissement relatif des oscillations λ:

$$2\lambda = \frac{Dp}{J}. \qquad (2.98)$$

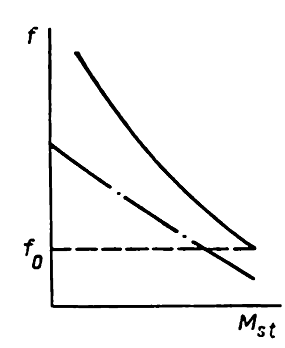


Fig. 2.80. Caractéristique mécanique limite et caractéristique de prise de vitesse d'un MPP.

En régime établi, la caractéristique qui a beaucoup d'importance est la caractéristique mécanique limite qui représente la courbe de fréquence des impulsions de commande en fonction du couple résistant statique pour lequel le rotor perd son synchronisme (trait plein sur la fig. 2.80). En d'autres termes, elle détermine une limite telle qu'à une fréquence donnée des impulsions de commande l'on puisse charger progressivement l'arbre du MPP sans modifier le régime de synchronisme. La caractéristique mécanique limite est habituellement examinée pour $f > f_0$.

L'augmentation de la fréquence entraîne la diminution du couple moteur du MPP, ce qui tient à deux facteurs principaux. Primo, l'action du couple d'amortissement dû à la F.E.M. de rotation. Secundo, la F.E.M. d'auto-induction qui se crée dans les enroulements de commande devient commensurable avec la tension provenant de la source d'alimentation et le courant qui parcourt les enroulements de commande n'arrive pas, pendant un cycle de commutation, à augmenter jusqu'à une valeur établie, ce qui fait baisser la valeur du flux résultant statorique. La diminution du couple synchronisant est d'autant plus brusque que la constante de temps électromagnétique des enroulements de commande est plus grande.

L'erreur de positionnement dynamique des MPP, c'est-à-dire la valeur instantanée de l'écart angulaire des axes du rotor en mouvement et de la F.M.M. du stator, peut dépasser l'erreur statique par suite d'un déplacement discontinu de la F.M.M. du stator et du caractère oscillatoire de la marche du rotor.

Les *régimes transitoires* (démarrage, décélération, inversion de marche, passage d'une fréquence à l'autre) sont accompagnés de processus transitoires intervenant dans les MPP et conditionnés par la variation de fréquence des impulsions de commande et de vitesse de rotation du rotor.

Une caractéristique importante du régime de démarrage est la fréquence de prise de vitesse, c'est-à-dire la fréquence maximale des impulsions de commande pour laquelle le rotor peut encore se mettre en synchronisme à partir du repos sans perdre de pas. Une brusque augmentation de fréquence des impulsions de commande. lors du démarrage à partir du repos jusqu'à la vitesse de régime, conduit à ce que le rotor est d'abord en retard sur la F.M.M. du stator sous l'effet du moment d'inertie des pièces en rotation. Au fur et à mesure que le rotor accélère, il atteint la vitesse de la F.M.M. du stator et au prix d'énergie cinétique qu'il possède, le rotor peut être en avant sur la F.M.M. Les oscillations du rotor s'amortissent avec le temps et le moteur passe au régime établi. Ainsi, pendant le démarrage, le rotor peut être en retard sur la F.M.M. du stator de un pas et plus et perdre même ses pas (perdre son synchronisme). La fréquence de prise de vitesse augmente avec l'accroissement du couple synchronisant, ainsi qu'avec la diminution de l'angle de pas, du moment d'inertie des pièces en rotation et du couple résistant statique (trait mixte de la fig. 2.80).

Lors de la décélération et de l'inversion de marche des MPP, on observe également des valeurs limites de la chute des fréquences pour lesquelles est assuré le processus transitoire sans décrochage. En régime établi, la fréquence de décélération limite est égale à la fréquence de prise de vitesse. La fréquence de décélération limite au régime transitoire et la fréquence limite d'inversion de marche sont de 30 à 40 % inférieures à la fréquence de prise de vitesse.

§ 2.13. MICROMOTEURS MONOPHASÉS AUXILIAIRES

Pour les commandes électriques de faible puissance non réglables on utilise en tant qu'auxiliaires les *micromoteurs à bobines-écrans* et les *micromoteurs asynchrones à démarreurs* alimentés sur secteur monophasé d'où leur appellation.

Micromoteurs à bobines-écrans

Parmi les moteurs monophasés les plus simples sont les micromoteurs à bobines-écrans (fig. 2.81, *a*) réalisés en versions asynchrone et synchrone. Le stator *1* d'un tel moteur est à pôles saillants et comprend deux empilages d'acier magnétique. Le stator porte l'enroulement d'excitation monophasé *2*. Sur chacun des pôles *3* il y a une encoche longitudinale dans laquelle est logée l'une des portions de spires en court-circuit *4* englobant une partie du pôle et lui servant d'écran (du cinquième à la moitié de l'arc polaire). Dans l'alésage polaire

est placé le *5* rotor du moteur. La construction du rotor dépend du type de micromoteur. Dans les moteurs asynchrones on emploie un rotor à cage d'écureuil, cylindrique amagnétique ou ferromagnétique. En cas de version synchrone, le rotor peut être à aimant permanent (du type actif), ou bien en matériau magnétique dur (à hystérésis) ou, enfin, à réluctance variable suivant la circonférence du rotor (moteur à réluctance variable).

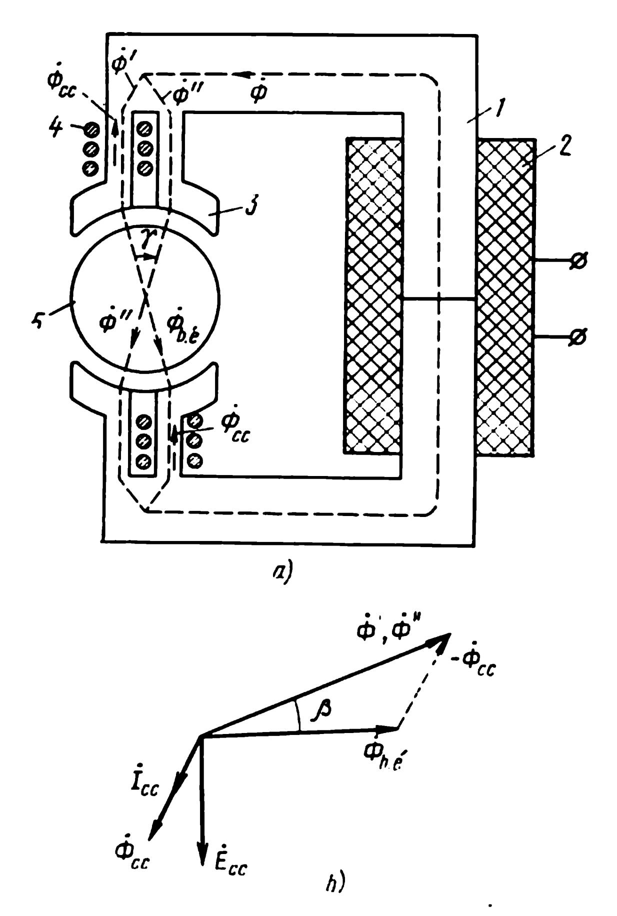


Fig. 2.81. Schéma structural (*a*) et diagramme vectoriel (*b*) d'un micromoteur monophasé à bobines-écrans.

Lorsqu'une tension monophasée est appliquée aux bornes de l'enroulement d'excitation, le circuit magnétique du stator sera le siège d'un flux magnétique pulsatoire $\dot{\Phi}$. En traversant les pôles du stator, ce flux se divise par l'encoche en deux flux $\dot{\Phi}'$ et $\dot{\Phi}''$ qui sont décalés dans l'espace d'un angle γ. Le flux $\dot{\Phi}'$ qui se ferme sur

la partie écrans des pôles induit dans les spires en court-circuit une F.E.M. statique. Les spires sont parcourus par un courant qui est en retard sur la F.E.M. par suite du caractère purement inductif de la résistance des spires. Sous l'action de la F.M.M. des spires, un flux $\dot{\Phi}_{cc}$ se crée qui se ferme sur la partie écran des pôles. En s'ajoutant au flux $\dot{\Phi}'$ il forme un flux magnétique résultant $\dot{\Phi}_{bé}$ de la partie écran des pôles décalé dans le temps par rapport au flux $\dot{\Phi}''$ de la partie des pôles non protégée par les écrans:

$$\dot{\Phi}_{bé}=\dot{\Phi}'+\dot{\Phi}_{cc}. \qquad (2.99)$$

Le diagramme des vecteurs du micromoteur est montré sur la fig. 2.81, *b*.

Les flux magnétiques $\dot{\Phi}''$ et $\dot{\Phi}_{bé}$ décalés dans l'espace et le temps l'un par rapport à l'autre créent un champ magnétique tournant résultant. Vu que les angles de décalage des flux $\dot{\Phi}''$ et $\dot{\Phi}_{bé}$ dans l'espace et le temps sont habituellement inférieurs à 90° et que les valeurs des flux ne sont pas égales, le champ magnétique ne sera pas circulaire mais elliptique. Le champ magnétique tournant se met en action avec le rotor du moteur et produit un couple moteur dont la nature dépend du type de rotor.

Outre la construction simple et le prix abordable, les micromoteurs monophasés à bobines-écrans présentent un autre avantage appréciable qui consiste en leur fiabilité en cas de démarrages et arrêts fréquents sous tension. Cela s'explique par le fait que les pertes principales dans le moteur sont essentiellement les pertes électriques dans les spires en court-circuit. Ainsi, la valeur des pertes totales dans le moteur reste pratiquement la même, du régime à vide jusqu'au court-circuitage (jusqu'à l'arrêt du rotor en présence d'une tension aux bornes de l'enroulement d'excitation), et on n'observe donc pas un échauffement inadmissible de l'enroulement d'excitation.

L'un des principaux inconvénients des micromoteurs en question consiste en ce qu'ils développent un faible couple au démarrage en raison de l'ellipticité très prononcée du champ magnétique. Ce fait peut être expliqué sur l'exemple d'un micromoteur asynchrone. Dans ce moteur il y a lieu le cas le plus général de l'asymétrie des flux magnétiques $\dot{\Phi}_{bé}$ et $\dot{\Phi}''$ produisant le champ tournant (cf. §§ 2.6, 2.7):

$$\alpha_{eff}=\frac{\Phi_{bé}}{\Phi''}<1\,;\quad \sin\beta<1\,;\quad \sin\gamma<1. \qquad (2.100)$$

Dans les micromoteurs asynchrones la valeur du couple au démarrage exprimée en unités relatives est égale au facteur de signal efficace. Si l'on prend pour unité le couple au démarrage M_{d0} apparaissant sous l'effet d'un champ circulaire à amplitude Φ'', le couple au démarrage M_d d'un moteur à bobines-écrans réel sera de la forme

$$M_d=M_{d0}\,\alpha_{ef}\sin\beta\sin\gamma. \qquad (2.101)$$

Compte tenu des inégalités (2.100) on obtient $M_d \ll M_{d0}$. En règle générale, le couple au démarrage des micromoteurs à bobines-écrans asynchrones atteint 20 à 60 % du couple nominal.

On peut montrer de façon analogue qu'en présence d'une telle ellipticité du champ magnétique les moteurs fournissent une faible puissance mécanique pour un taux de pertes relativement élevé. Le rendement des moteurs de puissances différentes se situe entre 0,1 et 0,4, leur facteur de puissance $\cos \varphi = 0,4$ à 0,6.

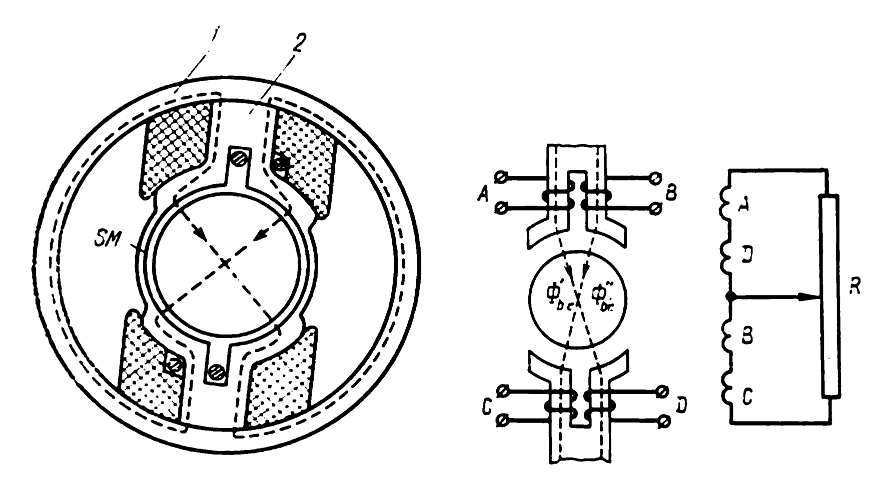


Fig. 2.82. Schéma structural d'un micromoteur à stator de construction assemblée.

Fig. 2.83. Schéma d'un micromoteur à bobines-écrans à inversion de marche.

On arrive à améliorer quelque peu les caractéristiques énergétiques et celles de démarrage du moteur par l'emploi d'un entrefer uniforme. Le micromoteur à stator de construction assemblée montré sur la fig. 2.82 en est un exemple. Le stator se compose d'un cylindre *1* et d'un croisillon *2*. Le croisillon forme les pôles du moteur et les shunts magnétiques *SM* entre ceux-ci. Les shunts magnétiques ont une faible section et le gros du flux inducteur est véhiculé à travers l'entrefer dans le rotor. Avec une telle construction du circuit magnétique la loi de répartition de l'induction dans l'entrefer se rapproche de la loi sinusoïdale, les pertes et les couples parasites dus aux harmoniques supérieurs diminuent.

Les micromoteurs examinés se rapportent aux moteurs non inversibles. Sur la fig. 2.83 est montré un micromoteur monophasé à bobines-écrans permettant d'inverser le sens de rotation et de régler, dans une plage déterminée, le couple moteur.

Le micromoteur dont le montage est donné sur la fig. 2.83 ne se distingue du micromoteur de la fig. 2.81, *a* que par l'emploi de bobines à prises aux extrémités au lieu des spires en court-circuit. Les quatre bobines *A*, *B*, *C* et *D* sont montées sur les deux pièces polaires

et englobent chacune la moitié du pôle. En faisant fermer l'une (A, D) ou l'autre (B, C) paire de bobines, on arrive donc à mettre sous écran tantôt l'une tantôt l'autre pièce polaire et à changer ainsi le sens de rotation du champ magnétique et du rotor. Si l'on intercale dans le circuit de ces bobines un potentiomètre R dont le curseur est amené à la position neutre, toutes les bobines exerceront une même action de mise sous écran et le champ magnétique résultant sera pulsatoire. Lorsque le curseur se déplace de la position neutre, les flux Φ_{cc} des bobines-écrans des deux pôles varient en faisant varier le déphasage ($\sin \beta$) et le rapport des amplitudes (α_{ef}) des flux $\Phi'_{bé}$ et $\Phi''_{bé}$. L'ellipticité du champ magnétique tournant et la valeur du couple moteur varient elles aussi.

Du point de vue théorique, le micromoteur monophasé à bobines-écrans peut être considéré comme un moteur biphasé dont l'angle de décalage entre les enroulements de phase n'est pas égal à 90° et les bornes de l'une des bobines sont court-circuitées.

Micromoteurs asynchrones à démarreurs

Les micromoteurs asynchrones monophasés sont réalisés suivant le schéma de construction classique d'une machine asynchrone à rotor en court-circuit du type à cage d'écureuil comme celle, par exemple, de la fig. 2.24. Le stator de ce moteur porte deux enroulements monophasés: principal et auxiliaire qui sont décalés dans l'espace, l'un par rapport à l'autre, le plus souvent de 90° électriques. L'enroulement rotorique offre une faible résistance ohmique pour pouvoir assurer un glissement critique $s_{cr} \ll 1$ et par là même de bonnes performances au régime nominal.

Un grand nombre de micromoteurs asynchrones monophasés se distinguant par leur construction et leurs schémas de montage électrique peuvent être classés en deux groupes principaux:

1) moteurs à champ magnétique statorique tournant à la vitesse de régime;

2) moteurs à champ magnétique statorique pulsatoire à la vitesse de régime.

Dans le premier groupe figurent les micromoteurs (fig. 2.84, *a*) possédant un condensateur intercalé en permanence dans le circuit de l'enroulement auxiliaire (moteurs à condensateurs). Dans ces moteurs les enroulements principal et auxiliaire occupent chacun un nombre égal des encoches statoriques. Le principe de fonctionnement et les équations essentielles d'un tel micromoteur sont sensiblement identiques à ceux des servo-moteurs asynchrones commandés par variation d'amplitude et de phase et possédant un condensateur monté dans le circuit d'excitation (§§ 2.6, 2.7).

Dans le schéma du moteur on utilise couramment deux condensateurs: celui de travail C_{tr} et celui de démarrage C_d. On choisit la capacité du condensateur de travail C_{tr} de façon à pouvoir assurer un champ tournant circulaire et par là même un glissemment

nominal moindre et des indices énergétiques élevés au régime nominal.

Pour le micromoteur à condensateur les expressions des composantes symétriques des courants (2.47) restent en vigueur. En examinant ces expressions, on peut obtenir les paramètres des organes déphaseurs assurant le champ circulaire pour un glissement donné s (en ohms):

$$X_{c0} = X_{aux} + \frac{R_{aux}}{k_{tr}}; \qquad (2.102)$$

$$R_0 = \frac{X_{aux}}{k_{tr}} - R_{aux}, \qquad (2.103)$$

où X_{aux} et R_{aux} sont respectivement l'inductance et la résistance ohmique de l'enroulement E_{aux} pour un glissement s et un champ

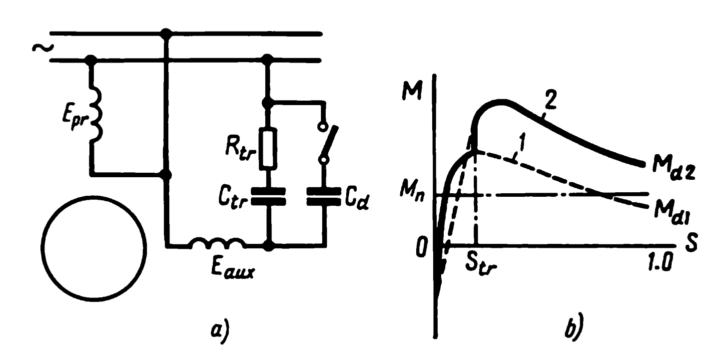


Fig. 2.84. Schéma de connexion et caractéristiques mécaniques d'un micromoteur monophasé à condensateur.

circulaire (cf. fig. 2.30, *a*); $k_{tr} \doteq w_{aux\ ef}/w_{pr.\ ef}$, le rapport de transformation des enroulements statoriques; w_{ef}, le nombre efficace de spires de l'enroulement.

La résistance additionnelle R_0 ne sera montée que pour $k_{tr} < X_{aux}/R_{aux}$.

En introduisant dans (2.102) et (2.103) les valeurs de X_{aux} et R_{aux} correspondant au glissement nominal s_n, on peut obtenir la capacité de travail du condensateur C_{tr} et la résistance R_{tr}. La caractéristique mécanique du moteur avec une capacité de travail a l'aspect de la courbe de la fig. 2.84, *b* (courbe *1*).

Lorsqu'on introduit dans (2.102) les valeurs de X_{aux} et R_{aux} correspondant au glissement $s = 1$ ($X_{aux.\ d}$ et $R_{aux.\ d}$), on peut obtenir la capacité totale $C_0 = C_{tr} + C_d$ qui assure, lors du démarrage, une forme du champ magnétique la plus rapprochée du champ magnétique circulaire.

La capacité du condensateur C_m permettant d'obtenir le couple au démarrage maximal M_d est déterminée d'après (2.57').

Le facteur de surcharge pour le couple au démarrage

$$k_{M_\text{d}} = M_\text{d}/M_\text{n} \tag{2.104}$$

après la connexion du condensateur C_d peut être augmenté de $k_{M_\text{d}} < 1$ jusqu'à $k_{M_\text{d}} = 1{,}5$ à 2. Avec le condensateur de démarrage le moteur accélère jusqu'à un glissement s_tr (courbe *2* de la fig. 2.84, *b*). Par la suite, le condensateur C_d est mis hors tension et le moteur passe à la caractéristique *1*.

Les moteurs à condensateur de démarrage présentent l'inconvénient de dimensions relativement grandes du condensateur C_d, car ordinairement $C_\text{d} \gg C_\text{tr}$.

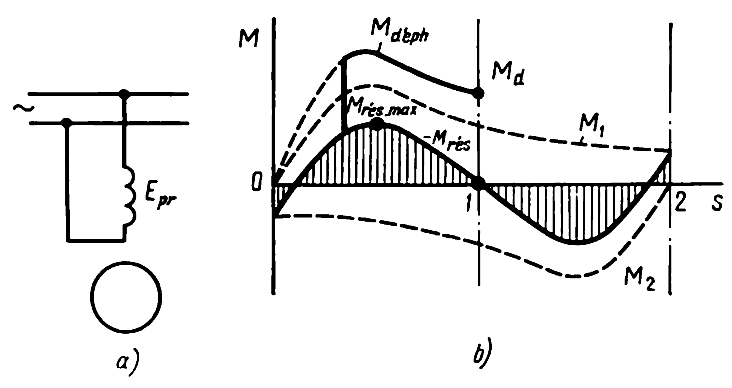


Fig. 2.85. Principe de fonctionnement d'un micromoteur asynchrone monophasé.

Dans les moteurs du second groupe (fig. 2.85, *a*) qui tournent à la vitesse de régime, le champ magnétique, comme nous l'avons déjà noté, est pulsatoire. Ce champ est créé par l'enroulement principal du stator occupant environ deux tiers des encoches statoriques. Les autres encoches sont réservées à l'enroulement auxiliaire. Pour examiner le principe de fonctionnement de tels moteurs nous allons utiliser la méthode de décomposition d'un champ pulsatoire en champs circulaires direct et inverse (cf. § 2.6). Sur la fig. 2.85, *b* sont montrés les diagrammes des couples de successions directe M_1 et inverse M_2, ainsi que le diagramme du couple résultant $M_\text{rés}$ qui est égal à la somme géométrique des couples M_1 et M_2. Par conséquent, lorsque le couple résistant $M_\text{st} < M_\text{rés. max}$, il y a possibilité du fonctionnement stable du moteur en présence d'un champ pulsatoire du stator. Comme il a été noté (§ 2.6), le champ résultant du moteur, pour $s \neq 1$, n'est pas pulsatoire, mais tournant sous l'action de la F.E.M. de rotation induite dans le rotor.

Toutefois, dans ces conditions ($s = 1$), le couple au démarrage est nul. Pour pouvoir assurer le couple au démarrage $M_\text{d} > 0$, un champ tournant est créé dans le moteur pendant la période de démarrage. Dans ce cas, on utilise l'enroulement auxiliaire du stator

qui, au cours du démarrage, est mis en circuit à travers un organe déphaseur (fig. 2.86, *a*). Théoriquement parlant, on peut utiliser comme déphaseur une résistance de n'importe quelle nature : ohmique, capacitive ou inductive. Dans la pratique on n'emploie que les deux premières. Sur la fig. 2.86, *b* est montré le diagramme vectoriel des tensions et des courants en cas d'utilisation de la résistance ohimique R en tant que déphaseur. Vu le fait que les résistances offertes par les enroulements ont un caractère ohmique-inductif,

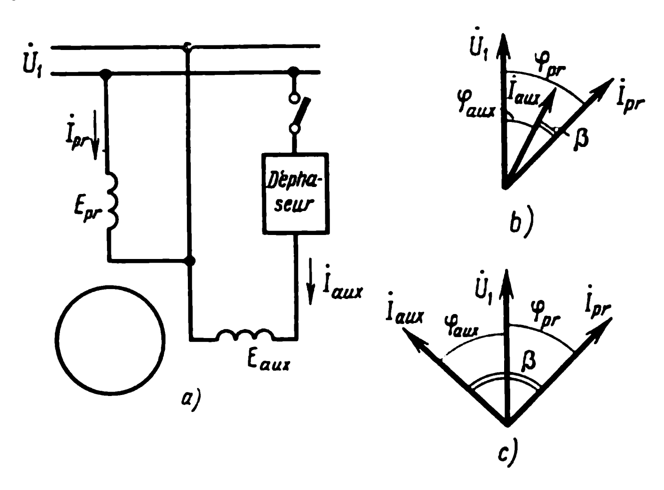


Fig. 2.86. Montage de démarrage d'un micromoteur asynchrone monophasé à organe déphaseur et diagrammes vectoriels.

l'angle de déphasage du courant dans l'enroulement principal par rapport au courant dans l'enroulement auxiliaire est

$$\beta = \varphi_{pr} - \varphi_{aux} < 90°$$

et la création du champ circulaire dans le moteur est impossible. Par suite, le facteur de surcharge pour le couple au démarrage k_{M_d} ne dépasse pas 1 à 1,5.

Certains micromoteurs monophasés utilisant ce mode de démarrage n'emploient pas la résistance additionnelle R dans le circuit de l'enroulement auxiliaire. L'enroulement E_{aux} ne fonctionnant que pendant une courte durée, on le réalise avec un fil de section plus petite que celle du fil de l'enroulement E_{pr} d'où vient que la résistance ohmique R_{aux} de l'enroulement augmente. En outre, une partie de l'enroulement auxiliaire est faite bifilaire d'où réduction de son inductance X_{aux}. On a alors $\frac{X_{aux}}{R_{aux}} < \frac{X_{pr}}{R_{pr}}$, $\varphi_{aux} < \varphi_{pr}$ et $\beta \neq 0$.

Le champ circulaire n'est créé pendant le démarrage que sous réserve d'employer un condensateur en tant que déphaseur. Le

diagramme vectoriel des tensions et des courants pour le cas examiné est donné sur la fig. 2.86, *c*. L'angle de déphasage des courants dans les enroulements est

$$\beta = \varphi_{aux} + \varphi_{pr}$$

et, à une valeur donnée de la capacité, peut être égal à 90°. Avec un tel montage de démarrage on peut obtenir le facteur de surcharge pour le couple au démarrage $k_{M_d} = 1{,}5$ à 2. Ce mode de démarrage présente l'inconvénient de dimensions relativement importantes du condensateur de démarrage.

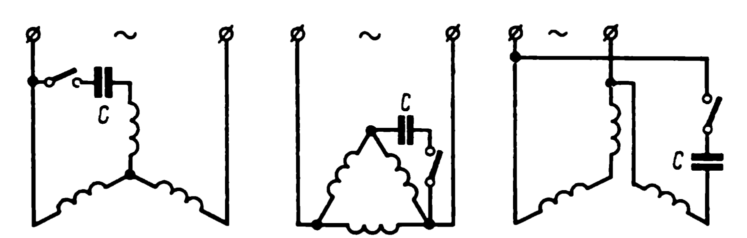


Fig. 2.87. Schémas de connexion des micromoteurs asynchrones triphasés au secteur monophasé.

La caractéristique mécanique du micromoteur monophasé correspondant au régime de démarrage (courbe $M_{déph}$) et le passage à la caractéristique principale (courbe $M_{rés}$) sont montrés sur la fig. 2.85, *b*.

Les valeurs des courants et des couples pour les deux régimes peuvent être déterminées d'après les formules (2.44) à (2.51).

Actuellement, on fabrique les micromoteurs asynchrones à enroulement statorique triphasé qui peuvent s'alimenter sur secteur tri et monophasé. Dans ces conditions, le moteur asynchrone triphasé branché sur secteur monophasé est considéré comme un cas particulier des micromoteurs monophasés que nous avons déjà examinés. Il est possible d'employer ces moteurs aussi bien à champ statorique tournant que pulsatoire à la vitesse de régime. Sur la fig. 2.87 sont montrés quelques schémas principaux de couplage des micromoteurs asynchrones triphasés adaptés à un secteur monophasé, avec un condensateur *C* utilisé comme déphaseur.

Le choix de la capacité du condensateur de démarrage se fait d'après les formules analogues à (2.57′) et (2.102) et compte tenu de l'importance de la zone de la circonférence du stator occupée par l'enroulement auxiliaire.

§ 2.14. MICROMOTEURS À COURANT ALTERNATIF COMBINÉS

Dans les systèmes de régulation de vitesse des micromoteurs électriques à courant alternatif une grande diffusion ont reçu les dispositifs de commande utilisant des amplificateurs magnétiques

(transducteurs) et des transformateurs. En vue d'améliorer les indices de tels systèmes (poids, puissance et fiabilité), les éléments ci-dessus et les micromoteurs asynchrones ou synchrones sont réunis en un seul ensemble.

Micromoteurs-amplificateurs asynchrones

Le micromoteur-amplificateur asynchrone représente un moteur asynchrone tri ou biphasé combiné avec des amplificateurs magnétiques. Le plus souvent, les servo-moteurs-amplificateurs sont réalisés sous la forme de moteurs biphasés à rotor en cage d'écureuil ou

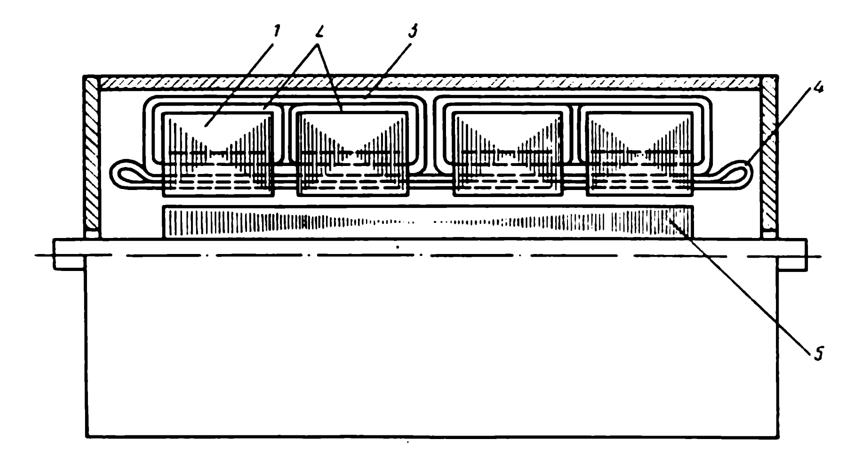


Fig. 2.88. Schéma structural d'un micromoteur-amplificateur biphasé à inversion de marche.

cylindrique amagnétique. Le montage combiné consiste en ce que le noyau de l'amplificateur magnétique constitue une partie du circuit magnétique du moteur.

Sur la fig. 2.88 est montré le schéma de construction d'un micromoteur-amplificateur biphasé à inversion de marche (avec deux amplificateurs magnétiques) à rotor à cage d'écureuil. L'armature du stator *1* est divisée suivant la longueur en quatre empilages de tôles. Chaque empilage constitue un noyau de l'amplificateur magnétique. Les enroulements de travail *2* de l'amplificateur sont bobinés sur chaque empilage et les enroulements de polarisation et de commande *3* embrassent chacun deux empilages à la fois. L'enroulement statorique *4* du moteur est réparti, diphasé. Il est logé dans les encoches après y avoir placé les enroulements de l'amplificateur magnétique. La construction du rotor *5* est celle d'une machine asynchrone classique.

Les enroulements de l'amplificateur magnétique sont disposés et couplés de façon que le flux émis Φ_m se ferme sur l'armature du

stator sans pénétrer dans le rotor à travers l'entrefer (fig. 2.89). Dans l'armature du stator le flux créé dans le moteur Φ_M se superpose à celui de l'amplificateur.

Si l'armature du stator n'est pas saturée, la répartition du flux produit par le moteur de part et d'autre de l'axe *AA* sera uniforme, l'action démagnétisante du flux de l'amplificateur à l'une des moitiés du noyau devient égale à l'action magnétisante dans l'autre et les systèmes magnétiques du moteur et de l'amplificateur peuvent donc être considérés comme indépendants. Cela témoigne du fait

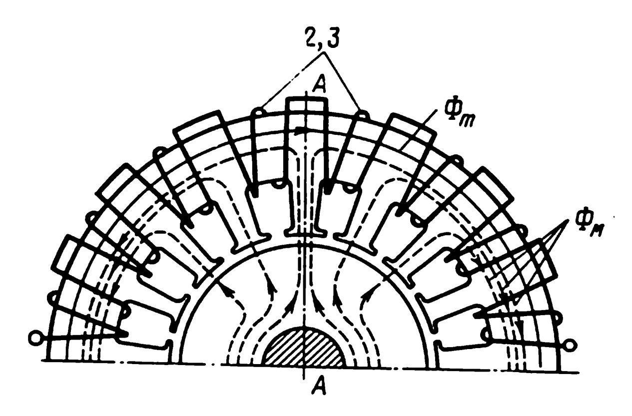


Fig. 2.89. Répartition des flux magnétiques dans un moteur-amplificateur.

que le moteur-amplificateur possède pratiquement les mêmes caractéristiques qu'un moteur analogue à amplificateur magnétique extérieur.

Une certaine déformation des courbes caractéristiques n'apparaît que dans le cas de saturation de l'armature du stator. Dans ces conditions, les actions magnétisante et démagnétisante qu'exerce le flux Φ_m sur le flux Φ_M sont en déséquilibre et un couplage par induction mutuelle s'établit entre les enroulements du moteur et de l'amplificateur.

La régulation de vitesse de rotation du rotor du micromoteur-amplificateur s'effectue de façon analogue à celle des servo-moteurs asynchrones commandés par variation d'amplitude ou d'amplitude et de phase (cf. § 2.7).

Sur la fig. 2.90 est montré le montage de commande inversible par variation d'amplitude et de phase d'un micromoteur-amplificateur. En l'absence de signal aux bornes des enroulements de commande $E_{com.\ m}$ des amplificateurs, le courant qui parcourt l'enroulement de commande du moteur $E_{com.\ M}$ s'annule pratiquement et le rotor est immobile.

L'augmentation du courant dans l'enroulement de commande du premier amplificateur AM_1 entraîne une diminution de la perméance du noyau et celle de la résistance inductive des enroulements de

commande de l'amplificateur $E_{tr.\ m}$ couplés en série sur les enroulements de commande du moteur $E_{com.\ M}$. L'amplitude de la tension et du courant dans l'enroulement $E_{com.\ M}$ croît, l'ellipticité du champ statorique varie et la vitesse du rotor augmente.

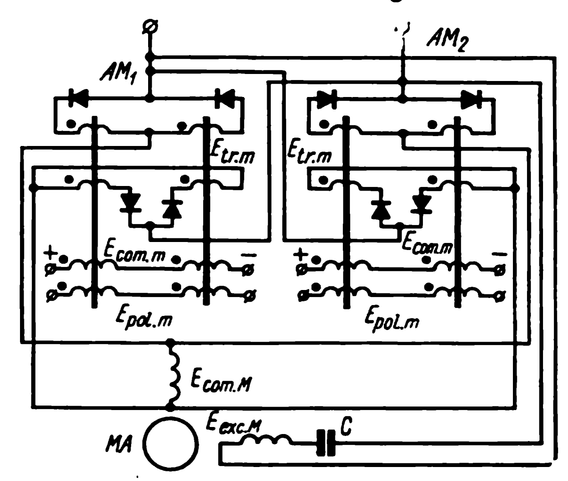


Fig. 2.90. Montage de commande inversible par variation d'amplitude et de phase d'un micromoteur-amplificateur.

Lorsque le signal de commande est appliqué aux bornes de l'enroulement de commande du deuxième amplificateur AM_2 le courant circulant dans l'enroulement de commande change de sens. C'est ainsi que se réalise l'inversion de marche du moteur.

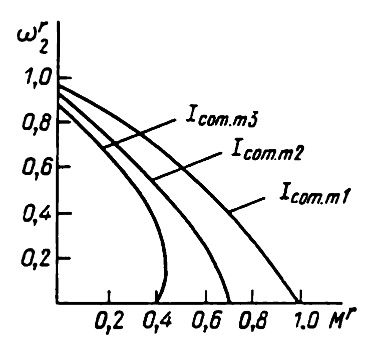


Fig. 2.91. Caractéristiques mécaniques d'un micromoteur-amplificateur.

Les caractéristiques mécaniques du micromoteur-amplificateur pour des valeurs différentes du courant dans l'enroulement de commande $I_{com.\ m}$ de l'amplificateur sont données sur la fig. 2.91. Elles se distinguent légèrement de celles correspondant à la commande par variation d'amplitude et d'amplitude et de phase montrées sur la fig. 2.35 qui ne tiennent pas compte de l'influence exercée par l'impédance de sortie de la source du signal ($I_{com.\ m3} < I_{com.\ m2} < I_{com.\ m1}$).

Comme on le voit sur la fig. 2.91, l'affaiblissement du courant de commande de l'amplificateur se traduit par une diminution très nette du glissement critique du moteur (ω_{2cr} augmente) et la caractéristique mécanique peut avoir une portion instable ($I_{com.\ m3}$). Cela tient principalement à ce que dans le schéma de commande à ampli-

ficateur magnétique l'inductance offerte par l'enroulement de travail de l'amplificateur X_a est mise en série avec l'inductance X_s du stator du moteur. Le glissement critique du moteur est alors déterminé par le rapport

$$s_{cr} \approx \frac{R'_r}{X_a + \frac{X_s}{\sigma} + X'_r}, \qquad (2.105)$$

où $\sigma = 1 + \frac{X_s}{X_M}$; R'_r et X'_r sont la résistance ohmique et l'inductance ramenées du rotor; X_M est l'inductance mutuelle.

Comme il a été déjà noté, la diminution du courant de commande $I_{com.\ m}$ de l'amplificateur fait augmenter l'inductance X_a et par conséquent diminuer le glissement critique s_{cr}.

Micromoteurs-transformateurs synchrones

De par sa construction le micromoteur-transformateur synchrone représente un moteur synchrone biphasé combiné avec un transformateur.

Le schéma du stator du micromoteur-transformateur synchrone rappelle en principe celui du stator du micromoteur-amplificateur asynchrone (fig. 2.88). La seule différence consiste en ce que l'armature du stator porte en supplément non pas les enroulements amplificateurs mais les primaires et les secondaires de deux transformateurs monophasés. La disposition mutuelle des enroulements du transformateur et du moteur assure l'absence de couplage inductif résultant en cas de circuit magnétique non saturé.

La construction du rotor dépend du type de moteur synchrone utilisé : à aimants permanents, à réluctance variable ou à hystérésis.

De tels micromoteurs-transformateurs sont essentiellement employés dans les montages de régulation de vitesse par variation de fréquence de microcommandes synchrones. Dans ces conditions, le transformateur fait partie d'un convertisseur de fréquence statique alimenté à partir d'une source de courant continu autonome (accumulateurs, piles solaires, etc.).

Sur la fig. 2.92 est montré le schéma de montage pour la régulation de vitesse par variation de fréquence d'un micromoteur-transformateur. Le commutateur à transistors *CT* met en jeu les transistors T_1 à T_4 fonctionnant en clé. A la fermeture et la coupure successives des circuits par les transistors T_1 et T_2, la tension continue U_c en provenance de la source s'applique aux moitiés différentes du primaire du transformateur Tr_1. A la sortie du transformateur est prélevée une tension alternée dont le premier harmonique constitue la tension de travail du moteur synchrone *MS*. Les moments de commutation des transistors T_3 et T_4 sont décalés d'un demi-cycle de commmutation par rapport à T_1 et T_2. La tension venant du transformateur Tr_2 aux bornes de l'enroulement E_2 du moteur se trouve en

quadrature de phase sur la tension aux bornes de l'enroulement E_1. C'est ainsi qu'on arrive à remplir l'une des conditions nécessaires à la création du champ tournant circulaire du stator.

La variation de la fréquence de commutation des transistors fait varier la fréquence et la vitesse de rotation du champ magnétique du stator et, par conséquent, la vitesse du rotor du moteur.

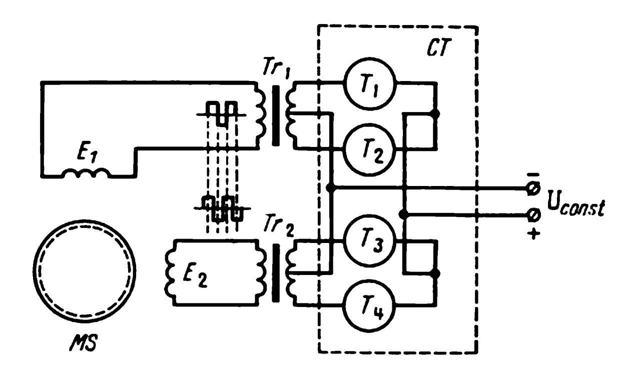


Fig. 2.92. Schéma de montage pour la régulation de vitesse par variation de fréquence d'un micromoteur-transformateur synchrone.

Les caractéristiques de fonctionnement du micromoteur-transformateur synchrone sont pratiquement les mêmes que d'un micromoteur synchrone du type correspondant s'alimentant sur un transformateur extérieur de faible puissance.

Il est à noter que selon le même principe sont réalisés les moteurs-transformateurs asynchrones adaptés aux systèmes de régulation de la vitesse par variation de la fréquence.

* * *

Le montage combiné des micromoteurs-amplificateurs asynchrones et des micromoteurs-transformateurs synchrones est plus compliqué que celui des moteurs usuels et sa réalisation exige une main-d'œuvre plus importante. Toutefois, grâce aux faibles dimensions et poids, à une fiabilité plus poussée, l'emploi d'une telle construction est justifié par la mise au point de moteurs d'usage spécial. Le poids des micromoteurs-amplificateurs asynchrones peut être réduit à environ deux tiers du poids de la commande analogue constituée d'un amplificateur et d'un moteur séparés et à environ la moitié du poids de la commande à courant continu.

§ 2.15. APPLICATIONS DES SERVO-MOTEURS DE FAIBLE PUISSANCE

Les servo-moteurs de faible puissance ont trouvé de nombreuses applications dans les systèmes de commande et de régulation automatiques, dans les dispositifs de mesure et de contrôle en tant qu'orga-

nes de commande et de transformation (organes intégrateurs et différentiateurs), dans les systèmes de commande programmée et les calculateurs.

Micromoteur à courant continu à commande d'induit associé à un système asservi

A l'heure actuelle, une grande diffusion dans l'industrie mécanique a reçu la méthode d'usinage des métaux dite par électro-étincelage. Les installations d'usinage par électro-étincelage comportent habituellement des systèmes asservis électromécaniques destinés à maintenir l'écartement optimal de l'outil-électrode (intervalle d'étincelage). Sur la fig. 2.93 est montré le schéma d'une telle installation. En tant que régulateur de l'intervalle d'étincelage

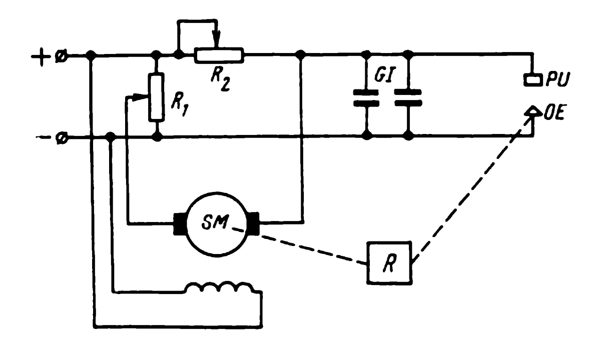


Fig. 2.93. Schéma d'une installation d'usinage par électro-étincelage.

entre la pièce à usiner *PU* et l'outil-électrode *OE* on emploie un servo-moteur à courant continu à excitation indépendante *SM* (du type СЛ121 ou СЛ161). L'enroulement induit est intercalé dans la diagonale d'un pont dont les branches sont constituées par les résistances R_1, R_2 et la résistance offerte par l'intervalle d'étincelage.

La vitesse et le sens de rotation du rotor sont déterminés par la valeur et le sens du courant circulant dans la diagonale du pont. L'induit du moteur est lié mécaniquement par l'intermédiaire du réducteur *R* à l'outil-électrode et le fait déplacer par rapport à la pièce à usiner. Les impulsions de courant nécessaires à l'usinage sont fournies par le générateur d'impulsions à condensateurs *GI*. La tension disruptive et respectivement la valeur de l'intervalle d'étincelage sont réglées par déplacement du curseur du potentiomètre R_1.

En l'absence d'étincelle dans l'intervalle d'étincelage (la résistance offerte par l'intervalle est infiniment grande), le sens du courant dans la diagonale du pont sera tel que, pendant la rotation, l'induit du moteur amène l'outil-électrode vers la pièce à usiner. Les condensateurs du générateur *GI* se chargent. La rigidité électri-

que de l'intervalle d'étincelage diminue et il apparaît des étincelles. L'usinage de la pièce par électro-étincelage commence. Dans ces conditions, la résistance de l'intervalle d'étincelage décroît brusquement, le courant dans la diagonale du pont change de sens et le servo-moteur commence à écarter rapidement l'outil-électrode de la pièce. La rigidité électrique de l'intervalle d'étincelage se rétablit et le cycle d'usinage décrit recommence.

Intégrateur combiné avec un servo-moteur asynchrone

L'une des tâches que s'imposent les techniques de conduite automatique des fabrications consiste à maintenir à un niveau déterminé ou à faire varier suivant un programme de consigne l'une ou

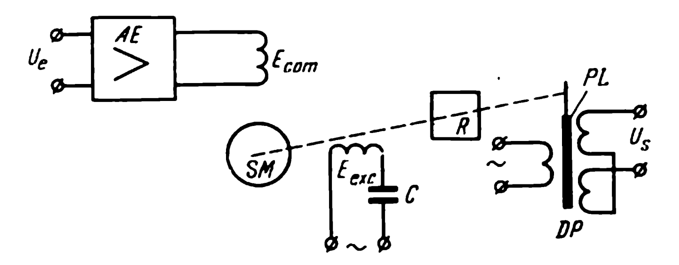


Fig. 2.94. Schéma d'un intégrateur électromécanique.

plusieurs grandeurs technologiques (température du matériau, pression, niveau ou quantité de matière, etc.). On utilise à ces fins les régulateurs électriques à action intégrale et proportionnelle-intégrale БРУ-11, БРУ-21, ЭПИД et d'autres. La partie intégrante de ces régulateurs est un servo-mécanisme réalisant l'intégration d'une fonction donnée.

Examinons le principe de fonctionnement d'un tel intégrateur électromécanique (fig. 2.94). Il se compose d'un amplificateur électronique AE, d'un servo-moteur asynchrone SM monté suivant le schéma de commande par variation d'amplitude et de phase avec un condensateur C intercalé dans le circuit d'excitation E_{exc}; d'un réducteur démultiplicateur R et d'un détecteur de position DP dont le plongeur Pl est lié par l'intermédiaire du réducteur R à l'arbre du servo-moteur SM. La tension de sortie U_{sor} venant du détecteur de position DP est proportionnelle au déplacement du plongeur et donc à la position angulaire θ de l'arbre du servo-moteur SM:

$$U_{sor} \sim \theta. \qquad (2.106)$$

La tension $U_é$ est appliquée à l'entrée de l'amplificateur AE dont l'amplitude est modulée suivant la loi de variation de la grandeur réglée. La variation de $U_é$ provoque la variation correspondante de la tension aux bornes de l'enroulement de commande du servo-

moteur *SM*. La position du plongeur et l'amplitude de la tension U_{sor} aux bornes de sortie du détecteur de position *DP* varient de façon proportionnelle.

Trouvons la relation entre les tensions d'entrée et de sortie de l'intégrateur. Pour ce faire, intégrons l'équation différentielle (2.37) régissant le servo-moteur :

$$T_M \frac{d\theta}{dt} + \theta = K \int_0^t \alpha \, dt. \qquad (2.107)$$

Compte tenu de (2.106) et du fait que la valeur du facteur de signal α est directement proportionnelle à la tension de commande du moteur et donc à $U_é$, on obtient

$$T_M \frac{dU_{sor}}{dt} + U_{sor} = K \int_0^t U_é \, dt. \qquad (2.108)$$

De l'expression (2.108) il s'ensuit que la tension U_{sor} varie suivant la loi définie par l'intégrale de la fonction donnée par la tension d'entrée $U_é$. La valeur de T_M détermine l'inertie de cet intégrateur. L'intégrateur se rapproche d'autant plus de l'intégrateur idéal que la linéarité des caractéristiques de réglage du *SM* est meilleure et que la vitesse de variation de la grandeur réglée est plus petite, c'est-à-dire que la relation entre la constante de temps du processus contrôlé et la constante de temps électromécanique du servo-moteur et de l'intégrateur tout entier est plus grande. On a alors

$$U_{sor} = K \int_0^t U_é \, dt. \qquad (2.109)$$

Moteur pas à pas dans le montage de commande programmée d'une machine-outil

Les machines-outils travaillant par enlèvement de métal dotées d'une commande numérique programmée utilisent des moteurs pas à pas pour entraîner le mouvement d'avance au cours de la programmation effectuée sur une bande magnétique ou perforée. Dans ces conditions, on a bien souvent besoin de transformer le code numérique ou celui d'impulsions en un signal modulé.

Examinons le principe de fonctionnement d'un tel montage (fig. 2.95). Le montage comprend un moteur pas à pas *MPP* à commutateur à transistors *CT*, un synchro-transmetteur *ST* et un synchro-récepteur *SR*, un amplificateur *A* et un servo-moteur à courant continu *SM*. Les rotors du *MPP* et du *ST* sont liés par l'intermédiaire d'un réducteur démultiplicateur R_1 permettant de diminuer l'angle de pas. Le transmetteur *ST* et le récepteur *SR* forment un système de synchro-détection, dans lequel la tension de sortie du synchro-récepteur est fonction de la position angulaire du synchro-transmet-

teur (cf. § 4.4). Le servo-moteur, par l'intermédiaire du réducteur R_2, fait déplacer le système à asservir à une vitesse programmée.

Le montage fonctionne de la façon suivante. Le programme est lu à partir du ruban magnétique et l'information arrive sur le *CT* qui assure une commutation convenable des enroulements de commande du *MPP*. Le rotor du *MPP* progresse d'un nombre de pas prescrit et fait tourner le rotor du *ST*. La tension de sortie du *SR*

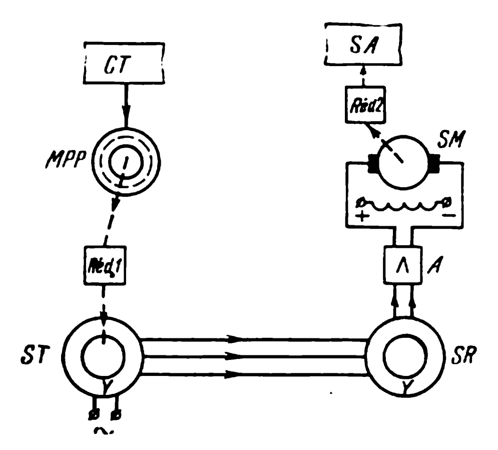


Fig. 2.95. Schéma d'un convertisseur de code d'impulsions en un signal modulé à l'aide d'un MPP.

proportionnelle à la position angulaire du *MPP* est appliquée, à travers l'amplificateur, aux bornes de l'enroulement induit du *SM*. L'induit du servo-moteur se met en rotation et fait déplacer le système à asservir à une vitesse proportionnelle à la tension appliquée et donc selon le programme donné.

Installation semi-automatique à commande programmée pour l'ajustage des résistances des micromodules

Le schéma d'une installation à *MPP* pour l'ajustage des résistances par la méthode de brûlage de pâte au carbone électro-conducteur à l'aide d'un faisceau laser est montré sur la fig. 2.96. Les micromodules sont placés sur une table à coordonnées *TC* qui se déplace suivant les coordonnées *X* et *Y* sous l'action de deux moteurs pas à pas.

Le système de commande programmée se compose des éléments principaux suivants: bloc de programmation ou table de composition *TComp.*; analyseur *An*; dispositif de commande *DC*; bloc de commande des moteurs pas à pas *BCMPP* (commutateur à transistors); détecteurs de position *DP*; commande du laser *CL*; laser *L*; convertisseur d'information *CI*.

La table de composition *TComp.* affiche le programme de fonctionnement des moteurs pas à pas suivant l'alignement des positions

de la table à coordonnées sur l'axe du laser *L*. L'information arrive, à travers l'analyseur *An* et le dispositif de commande *DC*, vers le bloc de commande des moteurs pas à pas *BCMPP*. En conformité du programme donné, le *BCMPP* fait commuter les enroulements de commande des *MPP* qui commencent à fonctionner et déplacent, par l'intermédiaire d'un réducteur démultiplicateur, la table à coordonnées *TC*. Les détecteurs de position *DP* de la table à coordonnées tournent simultanément d'un angle approprié et le signal qu'ils

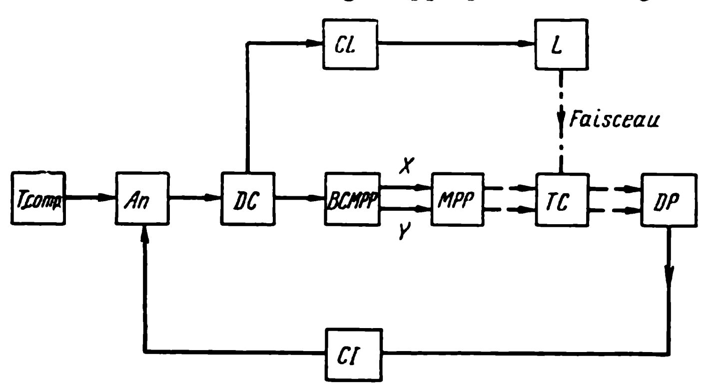


Fig. 2.96. Schéma synoptique d'une installation semi-automatique à MPP pour l'ajustage des résistances.

envoient vient, à travers le convertisseur *CI*, dans l'analyseur. Celui-ci compare les coordonnées courantes de la *TC* avec les coordonnées programme et corrige convenablement le fonctionnement des *MPP*. La *TC* cesse de se déplacer après l'affichage du point imposé par le programme.

Le dispositif de commande *DC* envoie instantanément un signal de commande dans le bloc de commande du laser *CL* qui met en jeu le laser *L*. Le brûlage de pâte au carbone du micromodule commence.

TROISIÈME CHAPITRE

GÉNÉRATRICES TACHYMÉTRIQUES

§ 3.1. GÉNÉRALITÉS ET CLASSIFICATION

On appelle **génératrices tachymétriques** les micromachines fonctionnant en génératrice et servant à transformer la vitesse de rotation en un signal électrique proportionnel. Dans ce cas, la loi de transformation est déterminée par la caractéristique de sortie de la génératrice tachymétrique, c'est-à-dire par la dépendance qui existe entre la grandeur d'entrée (vitesse de rotation de l'arbre ω) et la grandeur de sortie (tension U_{sor} dans l'enroulement de sortie).

Dans le cas général, l'équation de la caractéristique de sortie d'une génératrice tachymétrique idéale est de la forme

$$U_{sor} = K\omega = K\frac{d\theta}{dt}, \tag{3.1}$$

où θ est l'angle de rotation du rotor de la génératrice tachymétrique; K est le gain statique d'amplification (pente de caractéristique de sortie).

L'équation (3.1) montre que la génératrice tachymétrique peut être utilisée pour la différentiation électromécanique si la fonction est donnée sous la forme d'un angle de rotation du rotor.

La construction des génératrices tachymétriques ne diffère pratiquement pas de celle des types correspondants de micromoteurs électriques.

De par leur conception et le principe de leur fonctionnement, les génératrices tachymétriques peuvent être classées en trois groupes principaux: *génératrices tachymétriques à courant continu*, *génératrices tachymétriques asynchrones* et *génératrices tachymétriques synchrones*.

Les génératrices tachymétriques doivent répondre aux exigences principales suivantes:

1) erreur d'amplitude minimale par laquelle on entend l'écart que présente la courbe de sortie par rapport à la caractéristique linéaire;

2) erreur de phase minimale par laquelle on entend la variation de phase de la tension de sortie lors de variation du régime de fonctionnement;

3) gain d'amplification maximal;
4) faible moment d'inertie du rotor;
5) faible constante de temps électromagnétique.

Les exigences auxquelles doivent satisfaire les génératrices tachymétriques en fonction des conditions d'utilisation sont données au § 3.2.

La valeur de l'erreur d'amplitude ΔU est déterminée comme différence entre la tension de sortie, correspondant à une vitesse de rotation donnée en présence d'une caractéristique de sortie idéale, et la tension de sortie réelle.

La valeur de l'erreur de phase $\Delta\beta$ est déterminée par la différence entre l'angle β de décalage des vecteurs de tension d'excitation et de tension de sortie d'une génératrice tachymétrique idéale, pour laquelle β ne dépend pas de la vitesse de rotation, et l'angle réel.

§ 3.2. GÉNÉRATRICES TACHYMÉTRIQUES À COURANT CONTINU

De par leur principe de fonctionnement et leur conception, les génératrices tachymétriques à courant continu représentent des machines électriques à collecteur à courant continu à excitation indépendante par électro-aimants (fig. 3.1, *a*) ou par aimants permanents.

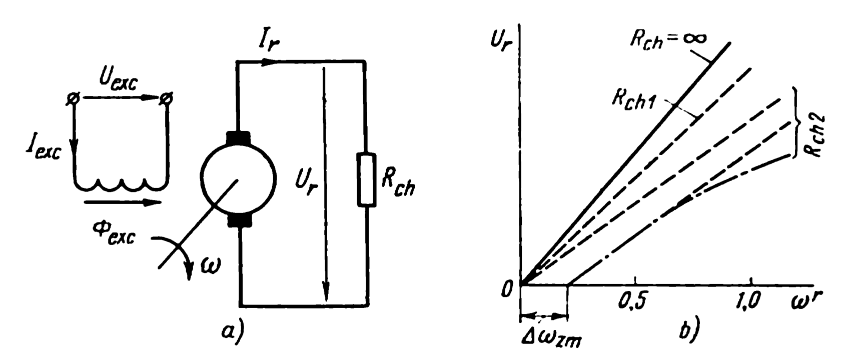


Fig. 3.1. Schéma de montage et caractéristiques de sortie d'une génératrice tachymétrique à courant continu.

La caractéristique de sortie d'une génératrice tachymétrique à courant continu est la relation entre la valeur de la tension U aux bornes de l'induit et la vitesse de rotation de l'induit ω, le flux magnétique d'excitation Φ et la résistance de charge R_{ch} étant constants. De la théorie des machines électriques on sait que la valeur de la F.E.M. de l'induit E_r est directement proportionnelle au flux magnétique d'excitation et à la vitesse de rotation de l'induit. Ceci signifie qu'en cas de flux magnétique constant on peut écrire

$$E_r = k_E\omega = k_E \frac{d\theta}{dt}, \qquad (3.2)$$

où θ est l'angle de rotation de l'induit de la génératrice tachymétrique; k_E est la constante de la machine égale à $k\Phi$; k est la constante géométrique suivant (2.3).

L'expression (3.2) représente l'équation de la caractéristique de sortie de la génératrice tachymétrique à courant continu en marche à vide, c'est-à-dire à circuit d'induit ouvert. Cette caractéristique linéaire est montrée sur la fig. 3.1, *b* (pour $R_{ch} = \infty$). Les valeurs de la vitesse ω^r sont données en unités relatives d'une façon analogue au § 2.3.

Lorsqu'on connecte l'enroulement d'induit aux bornes d'un appareil ou d'un dispositif à résistance d'entrée d'une valeur finie, le flux magnétique d'excitation étant constant, la tension de sortie sera inférieure à la F.E.M. d'induit d'une valeur égale à la chute de tension dans le circuit d'induit:

$$U_r = E_r - I_r R_{c.r}, \tag{3.3}$$

où I_r est le courant d'induit; $R_{c.r}$ est la résistance du circuit d'induit égale à la somme de la résistance de l'enroulement d'induit R_r et de la résistance du contact à balai.

Etant donné que l'intensité du courant est déterminée suivant la loi d'Ohm à partir de la relation

$$I_r = U_r / R_{ch}, \tag{3.4}$$

on a

$$U_r = \frac{E_r}{1 + \frac{R_{c.r}}{R_{ch}}} = \frac{k_E \omega}{1 + \frac{R_{c.r}}{R_{ch}}}. \tag{3.5}$$

L'équation (3.5) témoigne de la linéarité de la caractéristique de sortie d'une génératrique tachymétrique à courant continu dans le cas où le flux magnétique d'excitation et la résistance du contact à balai sont constants.

Sur la fig. 3.1, *b* sont représentées les caractéristiques de sortie correspondant à l'équation (3.5) pour deux valeurs finies de la résistance de charge R_{ch1} et R_{ch2} ($R_{ch1} > R_{ch2}$).

Toutefois, la caractéristique de sortie d'une génératrice tachymétrique réelle peut s'écarter de la caractéristique linéaire (3.5), c'est-à-dire il apparaît une erreur d'amplitude due à la vitesse. Ce phénomène s'explique par deux facteurs.

Premièrement, lorsque la génératrice tachymétrique fonctionne en charge, on voit apparaître une réaction d'induit qui affaiblit le flux d'excitation. Lors du fonctionnement en charge le flux résultant peut être représenté comme suit:

$$\Phi_{ch} = \Phi - \Delta\Phi_{dmg}, \tag{3.6}$$

où $\Delta\Phi_{dmg}$ est la variation du flux due à l'action démagnétisante de la réaction d'induit, variation proportionnelle au courant d'induit; Φ est le flux en marche à vide.

Il s'ensuit que lors du fonctionnement en charge la F.E.M. d'induit $E_{r.ch}$ n'est pas une grandeur constante pour une vitesse de rotation donnée de l'induit : elle dépend de la valeur de la charge et s'exprime comme suit

$$E_{r.ch} = k\omega\Phi_{ch}. \qquad (3.7)$$

Deuxièmement, lorsque la génératrice tachymétrique fonctionne en charge, il faut considérer constante non pas la résistance du contact à balai, mais la chute de tension U_{bl} dans ce contact. Cela correspond au caractère de la dépendence qui existe entre la résistance du graphite dont sont faits les balais et la densité de courant dans ces derniers. Il est évident que, dans ce cas, la tension aux bornes de l'induit de la génératrice tachymétrique en charge est définie par l'équation :

$$U_r = E_{r.ch} - U_{bl} - I_r R_r. \qquad (3.8)$$

Transformons cette expression compte tenu de (3.4), (3.6) et (3.7) :

$$U_r = \frac{k_E\omega - U_{bl}}{1 + \frac{kk_{dmg}\omega + R_r}{R_{ch}}}, \qquad (3.9)$$

où $k_{dmg} = \Delta\Phi_{dmg}/I_r$ est le coefficient de proportionnalité entre le courant d'induit et le flux $\Delta\Phi_{dmg}$.

L'expression (3.9) représente l'équation de la caractéristique de sortie de la génératrice tachymétrique à courant continu compte tenu de l'action démagnétisante de la réaction d'induit et de la constance de la chute de tension dans le contact à balai. L'examen de l'expression (3.9) montre que :

1) la caractéristique de sortie n'est pas linéaire (le dénominateur contient ω) ;

2) la caractéristique de sortie ne part pas de zéro, car à une faible vitesse de rotation de l'induit la F.E.M. est inférieure à la chute de tension dans le contact collecteur — balais ($k_E\,\omega < U_{bl}$). Ceci signifie que la génératrice tachymétrique possède une zone morte $\Delta\omega_{zm}$, c'est-à-dire une gamme de vitesses dans laquelle la tension de sortie est nulle.

La caractéristique de sortie construite d'après l'équation (3.9) pour la résistance de charge R_{ch_2} est donnée sur la fig. 3.1, *b* (en trait mixte).

Si l'on prend pour la caractéristique idéale $U_{r.id}$ la caractéristique de sortie linéaire (3.5) l'expression de l'erreur d'amplitude relative due à la réaction d'induit peut être représentée comme la différence entre (3.5) et (3.9), pour $U_{bl} = 0$, rapportée à $U_{r.id}$:

$$\Delta U = \frac{U_{r.id} - U_r}{U_{r.id}} = \frac{1}{1 + \frac{R_r + R_{ch}}{kk_{dmg}\omega}}. \qquad (3.10)$$

L'erreur donnée par (3.10) est appelée erreur calculée.

Pour améliorer la linéarité de la caractéristique de sortie, il convient de charger la génératrice tachymétrique d'une résistance de charge extérieure R_{ch} aussi grande que possible et d'utiliser une gamme de vitesses de rotation réduite ($\omega^r < 0,5$), car dans ce cas la réaction d'induit est insignifiante. Un haut degré de linéarité des caractéristiques présentent les génératrices tachymétriques utilisant des machines à courant continu munies de rotors cylindriques ou à disques, car, comme il a été dit plus haut, la réaction d'induit de ce type de machines est moins prononcée (k_{dmg} diminue).

La zone morte est sensiblement réduite dans les génératrices tachymétriques à courant continu munies de balais métalliques rechargés d'argent par brasure aux endroits de contact avec le collecteur et dont la caractéristique tension-courant est linéaire. La zone morte diminue avec l'augmentation du gain d'amplification:

$$\Delta\omega_{zm} = U_{bl}^{*}/K. \tag{3.11}$$

Le gain statique d'amplification de la génératrice tachymétrique, gain qui caractérise la relation entre la tension de sortie aux bornes de l'enroulement d'induit et la vitesse de rotation de celui-ci, peut être déterminé à partir de l'expression (3.9):

$$K = \frac{dU_r}{d\omega} = \frac{\left(1+\frac{R_r}{R_{ch}}\right) k_E + U_{bl}\frac{kk_{dmg}}{R_{ch}}}{\left(1+\frac{R_r + kk_{dmg}\omega}{R_{ch}}\right)^2}. \tag{3.12}$$

La formule (3.12) montre que dans le cas général K est une fonction non linéaire de la vitesse de rotation de l'induit. Si, dans certaines circonstances, on peut négliger l'action démagnétisante due à la réaction d'induit, c'est-à-dire on peut mettre $k_{dmg} = 0$, l'expression (3.12) prend la forme:

$$K = \frac{k_E}{1+\frac{R_r}{R_{ch}}}. \tag{3.13}$$

Sous réserve de remplir la condition susmentionnée, K ne dépend pas de la vitesse de rotation de l'induit. Il est alors déterminé par les paramètres géométriques de la machine, proportionnel à la tension d'excitation de cette dernière (par l'intermédiaire de k_E qui figure au numérateur) et augmente avec l'accroissement de la résistance de charge R_{ch}. Pour les génératrices tachymétriques à courant continu dont $R_{ch} \gg R_r$, le gain statique d'amplification $K = 3$ à 100 mV/tr/mn.

Les génératrices tachymétriques à courant continu à excitation par électro-aimants peuvent présenter une erreur de température due à l'échauffement de l'enroulement inducteur, à l'accroissement de sa résistance, à la diminution du courant d'excitation, ce qui entraîne, en fin de compte, la diminution du flux d'excitation et de la tension de sortie. Une telle erreur peut également apparaître en cas

de variations de la tension secteur alimentant l'enroulement d'excitation. Pour éviter les variations du flux d'excitation par suite des phénomènes énumérés plus haut, le circuit magnétique de la génératrice tachymétrique est réalisé avec un haut degré de saturation, ce qui fait que le point de fonctionnement sur la courbe de magnétisation se trouve au-dessus du coude où, comme on le sait, même les variations importantes du courant d'excitation n'entraînent que de faibles variations du flux magnétique.

Toutefois, la saturation du circuit magnétique peut constituer un inconvénient de la génératrice tachymétrique si son gain statique d'amplification K doit subir des variations moyennant le réglage de la valeur du flux magnétique à l'aide du courant d'excitation. Dans ce cas, le circuit magnétique de la génératrice tachymétrique est non saturé, tandis que l'erreur de température est éliminée à l'aide des shunts magnétiques thermosensibles SM (fig. 3.2) dont la réluctance croît avec la température. L'échauffement entraîne l'augmentation de la résistance de l'enroulement d'excitation et la diminution du flux Φ, mais, dans ce cas, augmente également la résistance magnétique opposée au flux de dispersion Φ_σ dans les shunts. Le flux de dispersion commence à se fermer toujours plus à travers l'induit et la F.E.M. de ce dernier se rétablit jusqu'à sa valeur initiale.

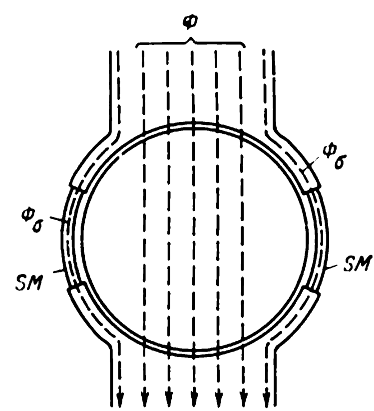


Fig. 3.2. Schéma du circuit magnétique d'une génératrice tachymétrique à shunts magnétiques thermosensibles.

La génératrice tachymétrique dont l'excitation est assurée par des aimants permanents est exempte d'erreurs provoquées par les variations du flux magnétique dues aux facteurs mentionnés plus haut. Mais, dans ce cas, le réglage du gain statique d'amplification est impossible à réaliser. L'avantage essentiel de la génératrice tachymétrique de ce type consiste dans le fait qu'elle n'a pas besoin de source d'alimentation. Un choix correct des matériaux des aimants permanents permet de minimiser les erreurs provoquées par la variation des propriétés magnétiques avec le temps.

Les génératrices tachymétriques à courant continu présentent un autre inconvénient: l'asymétrie de la tension de sortie qui consiste en ce qui suit. Lorsque l'induit de la génératrice tachymétrique, branchée sur une charge, tourne à la même vitesse en sens opposés, la valeur de la tension de sortie s'avère différente. Cette asymétrie est principalement due à l'imperfection technologique de calage des balais sur la ligne neutre géométrique.

Examinons ce phénomène à l'aide du schéma représenté sur la fig. 3.3. Lorsque l'induit tourne dans le sens horaire à une vitesse ω_h, il est parcouru par le courant $I_{r.h}$ et la composante longitudinale du flux de réaction d'induit $\Phi_{r.h}$ qui apparaît s'ajoute au flux d'excitation en augmentant ainsi le flux résultant. Lorsque l'induit tourne dans le sens antihoraire à la vitesse $\omega_{ah} = \omega_h$, la F.E.M. et le courant changent de sens. Dans ce cas, la composante longitudinale du flux de réaction d'induit $\Phi_{r.ah}$ engendré est dirigée à l'encontre du

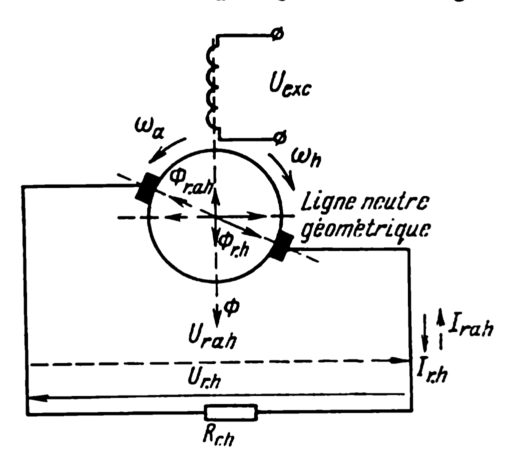


Fig. 3.3. Représentation du phénomène d'asymétrie de la tension de sortie d'une génératrice tachymétrique à courant continu.

flux d'excitation Φ, ce qui réduit le flux résultant. Etant donné que les flux magnétiques résultants engendrés lors de la rotation de l'induit en sens inverses ne sont pas égaux, les tensions de sortie deviennent asymétriques. La valeur de l'asymétrie A est donnée par l'expression :

$$A = \frac{U_{r.h} - U_{r.ah}}{0{,}5\,(U_{r.h} - U_{r.ah})} \cdot 100\%. \tag{3.14}$$

Une certaine erreur de fonctionnement de la génératrice tachymétrique à courant continu est produite par les pulsations de la tension de sortie, pulsations qui ne sont pas constantes dans le temps. On peut distinguer trois types de pulsations : pulsations d'induit, pulsations de denture et pulsations de collecteur.

Les *pulsations d'induit* sont causées par les variations de la réluctance, donc du flux magnétique lors d'un tour complet de l'induit. Ces variations peuvent être provoquées par l'ellipticité ou l'excentricité de l'induit ou bien par l'anisotropie magnétique du matériau dont il est fabriqué. La fréquence des pulsations d'induit dans une machine bipolaire

$$f_r = \omega/\pi. \tag{3.15}$$

L'amplitude des pulsations d'induit peut être réduite par une augmentation relative de l'entrefer, en réalisant un empilage en éventail des tôles dynamo de l'armature d'induit et en élevant la précision de fabrication de l'induit.

Les *pulsations de denture* sont liées à la variation de la valeur et du caractère de répartition du flux magnétique sous chaque pôle à cause d'une configuration dentée de la surface du rotor. La fréquence des pulsations de denture est

$$f_d = \frac{Z\omega}{2\pi}, \tag{3.16}$$

où Z est le nombre de dents sur la surface du rotor.

Pour diminuer les pulsations de denture, on fait appel à des encoches d'induit inclinées par rapport à la génératrice du cylindre, à un choix correct de la largeur des pièces polaires et à l'emploi des coins ferromagnétiques pour fixer les enroulements dans les encoches.

Les pulsations d'induit et de denture ne font pas leur apparition si la génératrice tachymétrique est à induit amagnétique cylindrique ou à induit à disques (§ 2.2).

Les *pulsations de collecteur* sont principalement engendrées par une variation périodique du nombre de sections dans les branches parallèles de l'enroulement d'induit à cause du court-circuitage d'une partie de ces sections au cours de la commutation et par la vibration des balais sur le collecteur. La fréquence des pulsations de collecteur

$$f_c = \frac{K_c\omega}{2\pi}, \tag{3.17}$$

où K_c est le nombre de lames de collecteur.

L'amplitude des pulsations de collecteur diminue avec l'augmentation du nombre de sections et de lames de collecteur de même qu'avec l'amélioration de la qualité d'usinage de la surface du collecteur et du rodage des balais.

Les pulsations de denture et de collecteur de la tension de sortie sont des pulsations à haute fréquence qui se prêtent facilement au lissage à l'aide de filtres LC. Les pulsations d'induit sont de fréquence plus basse et leur influence néfaste se fait surtout sentir lorsque la génératrice tachymétrique utilisée dans un système de régulation automatique fonctionne dans la gamme de faibles vitesses (le système s'approche de l'équilibre) où la période des pulsations devient commensurable avec la constante de temps de l'élément exécutif. L'amplitude des pulsations des génératrices tachymétriques de précision atteint 0,1 à 1 % de la tension moyenne.

Parmi les avantages des génératrices tachymétriques à courant continu on peut citer un haut degré de linéarité de la caractéristique de sortie et l'absence d'erreurs de phase, ce qui permet de les utiliser dans toute une série de systèmes d'automatisme.

Toutefois, elles ne sont pas exemptes de certains inconvénients qui limitent leur emploi et parmi lesquels on peut citer : la présence du contact glissant balais — collecteur qui fait sensiblement baisser la fiabilité de la machine ; la nécessité d'utiliser les filtres contre les parasites à fréquences radio-électriques et pour le lissage des pulsations de la tension de sortie ; la construction compliquée et le prix relativement élevé.

Pour évaluer la précision des génératrices tachymétriques à courant continu, on se sert de deux paramètres : la *non-linéarité de la caractéristique de sortie* et *l'asymétrie de la tension de sortie.*

La non-linéarité de la caractéristique de sortie est donnée par le rapport de la différence de la tension de sortie mesurée à une vitesse de rotation donnée et la tension calculée suivant la caractéristique linéaire étalon, à la tension à vitesse de rotation nominale. La caractéristique étalon représente une droite qui passe par l'origine des coordonnées et par le point de vitesse nominale de la caractéristique expérimentale.

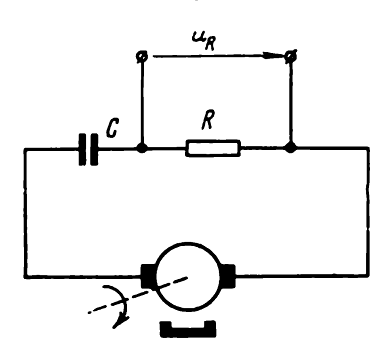


Fig. 3.4. Génératrice tachymétrique à courant continu fonctionnant en accéléromètre.

L'asymétrie de la tension de sortie est calculée comme le rapport de la différence des tensions de sortie, mesurées lors de la rotation à vitesse nominale dans l'un et l'autre sens, à la demi-somme de ces tensions.

La classe de précision des génératrices tachymétriques est déterminée par le pire des paramètres dans la gamme de vitesses comprise entre 0,1 de la vitesse nominale et celle-ci. En fonction de la classe de précision, la tolérance de non-linéarité de la caractéristique de sortie se situe dans la plage de 0,05 à 1,0 %, la tolérance d'asymétrie s'échelonnant entre 0,2 et 2,0 %.

La génératrice tachymétrique à courant continu peut être utilisée pour la mesure des accélérations angulaires, c'est-à-dire en qualité d'accéléromètre. A cette fin, on connecte en série aux bornes de l'induit de la génératrice tachymétrique un circuit RC (fig. 3.4) et l'on prélève la tension de sortie aux bornes de la résistance R.

Il est évident que si le rotor tourne à vitesse constante, le condensateur C est chargé : $u_C = u_r$, le courant qui traverse R est nul, donc la tension $u_R = 0$. L'apparition d'une accélération angulaire entraîne la variation de la tension u_r aux bornes de l'induit, cette variation étant proportionnelle à la variation de la vitesse

$$\frac{du_r}{dt} = K \frac{d\omega}{dt}. \tag{3.18}$$

Dans ces conditions, le condensateur C se charge ou se décharge et la résistance R est parcourue par le courant i_R proportionnel à la vites-

se de variation de la tension aux bornes du condensateur, donc

$$i_R = \frac{k_R \, du_r}{dt}, \tag{3.19}$$

où k_R est le coefficient de proportionnalité.

En portant (3.18) dans (3.19), on obtient la formule pour la tension prélevée sur la résistance R :

$$u_R = i_R R = \frac{d\omega}{dt} K k_R R. \tag{3.20}$$

L'expression (3.20) montre que la valeur de la tension de sortie u_R est proportionnelle à l'accélération angulaire de l'induit de la génératrice tachymétrique.

§ 3.3. GÉNÉRATRICES TACHYMÉTRIQUES ASYNCHRONES

Dans les systèmes d'automatisme et les calculateurs à courant alternatif, on utilise des génératrices tachymétriques asynchrones dont la conception est analogue à celle des servo-moteurs asynchrones à rotor amagnétique cylindrique (fig. 2.25).

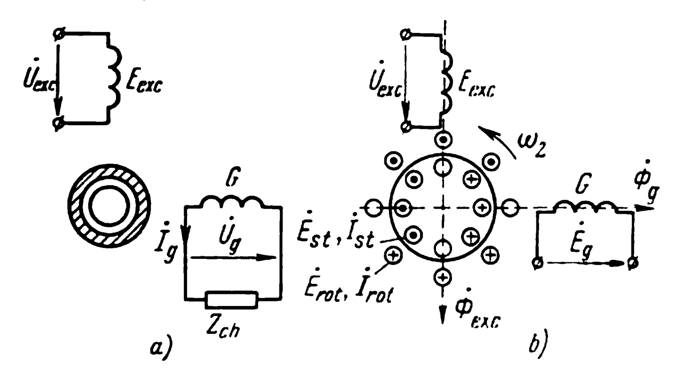


Fig. 3.5. Schémas d'une génératrice tachymétrique asynchrone.

Le schéma d'une génératrice tachymétrique asynchrone est donné sur la fig. 3.5, *a*. A l'enroulement E_{exc} du stator on applique la tension d'excitation $\dot{U}_{exc}$ dont l'amplitude et la fréquence sont constantes. Le deuxième enroulement statorique G est un enroulement induit (générateur) aux bornes duquel est prélevé le signal de sortie $\dot{U}_g$. Dans le cas général, cet enroulement est fermé sur la résistance extérieure de la charge Z_{ch}.

Pour examiner le principe de fonctionnement de la génératrice tachymétrique asynchrone utilisons le schéma équivalent représenté sur la fig. 3.5, *b*. Pour rendre plus facile l'analyse qualitative que nous voulons entreprendre, sur le schéma en question le rotor cylindrique est remplacé par un nombre fini de spires court-circuitées aux

extrémités, et le circuit extérieur de l'enroulement G est ouvert. Lorsque le rotor est immobilisé, la génératrice tachymétrique ressemble à un transformateur dont le primaire est l'enroulement statorique E_{exc}, le rôle du secondaire étant rempli par l'enroulement rotorique. Le flux magnétique créé par la F.M.M. de l'enroulement $\dot{E}_{exc}$ traverse le rotor en induisant dans ses spires la F.E.M. statique E_{st} (conventionnellement, cette F.E.M. est montrée sur l'anneau de spires intérieur). Etant donné que le rotor est court-circuité, ces spires sont traversées par le courant $\dot{I}_{st}$, et le flux magnétique ainsi engendré est dirigé (suivant la loi de Lenz) à l'encontre du flux magnétique déterminé par l'enroulement E_{exc}. Ainsi, suivant l'axe de l'enroulement E_{exc} de la génératrice tachymétrique s'établit un flux magnétique pulsatoire résultant $\dot{\Phi}_{exc}$ dont la fréquence de pulsation f est égale à la fréquence de la tension d'excitation. Dans ces conditions, la F.E.M. $\dot{E}_g$ créée dans l'enroulement d'induit est nulle, car le vecteur du flux magnétique $\dot{\Phi}_{exc}$ est perpendiculaire à l'axe de cet enroulement.

Faisons maintenant tourner le rotor de la génératrice tachymétrique à une vitesse angulaire ω_2. Vu la symétrie du rotor, le processus d'induction de la F.E.M. statique $\dot{E}_{st}$ y reste invariable. Tout comme dans le cas précédent, le flux magnétique pulsatoire $\dot{\Phi}_{exc}$, qui, en première approximation, peut être considéré indépendant de la vitesse de rotation du rotor, est dirigé suivant l'axe de l'enroulement E_{exc}. Les spires du rotor tournent dans le champ de ce flux et sont le siège de la F.E.M. de rotation $\dot{E}_{rot}$ (conventionnellement, cette F.E.M. est montrée sur l'anneau de spires extérieur). Conformément à la théorie des machines à courant continu la F.E.M de rotation résultante induite dans l'enroulement rotorique

$$\dot{E}_{rot} = k\omega_2\dot{\Phi}_{exc}, \tag{3.21}$$

où k est la constante géométrique de la machine.

L'expression (3.21) montre que, pour Φ_{exc} = const, la F.E.M. E_{rot} est une fonction linéaire de la vitesse de rotation du rotor, sa fréquence de pulsation f étant égale à la fréquence de la tension d'excitation. Sous l'action de la F.E.M. de rotation l'enroulement rotorique est parcouru par le courant $\dot{I}_{rot}$ et ce dernier crée le flux magnétique $\dot{\Phi}_g$ dirigé conformément à la règle du tire-bouchon suivant l'axe de l'enroulement induit G. Etant donné que l'intensité du courant $\dot{I}_{rot}$ est directement proportionnelle à la F.E.M. $\dot{E}_{rot}$, l'intensité du flux magnétique $\dot{\Phi}_g$ engendré par ce courant est directement proportionnelle à la vitesse de rotation du rotor ω_2. La fréquence de pulsation du flux $\dot{\Phi}_g$ coïncide avec la fréquence de la

F.E.M. $\dot{E}_{rot}$ et de la tension d'excitation. Le flux magnétique $\dot{\Phi}_g$ engendre dans l'enroulement induit du stator la F.E.M. statique $\dot{E}_g$ dont la valeur efficace est donnée par l'équation:

$$E_g = 4{,}44\ k_{b.g}\ w_g f \Phi_g, \tag{3.22}$$

où w_g est le nombre de spires de l'enroulement G; $k_{b.g.}$ est le coefficient de bobinage de l'enroulement G.

La fréquence de la F.E.M. de sortie $\dot{E}_g$ coïncide avec la fréquence f du flux $\dot{\Phi}_g$ et celle de la tension d'excitation, mais ne dépend pas de la vitesse de rotation du rotor ω_2. Cela permet d'utiliser les génératrices tachymétriques asynchrones dans des systèmes fonctionnant à fréquence constante.

Etant donné que la valeur de $\dot{\Phi}_g$ est directement proportionnelle à la vitesse de rotation du rotor

$$\Phi_g = k_1\omega_2,$$

l'expression (3.22) devient

$$E_g = k_g\omega_2 = k_g \frac{d\theta}{dt}, \tag{3.23}$$

où $k_g = 4{,}44\ k_{b.g}\ w_g f k_1$; k_1 est une constante dépendant des paramètres géométriques et de la tension d'excitation de la génératrice tachymétrique.

L'analyse de l'expression (3.23) montre que la F.E.M. de sortie E_g de la génératrice tachymétrique est directement proportionnelle à la vitesse de rotation de son rotor. Si l'on suppose, comme on l'a déjà fait, que l'intensité du flux $\dot{\Phi}_{exc}$ ne dépende pas de la vitesse ω_2, la fonction $E_g = f(\omega_2)$ devient linéaire.

En réalité, l'augmentation de la vitesse de rotation du rotor ω_2 entraîne un certain affaiblissement de l'intensité du flux magnétique $\dot{\Phi}_{exc}$. Cela s'explique par le fait que le flux $\dot{\Phi}_g$ fait apparaître dans les spires tournantes du rotor une F.E.M. de rotation additionnelle $\dot{E}_{rot.ad}$ dont le sens coïncide avec le sens de la F.E.M. statique $\dot{E}_{st}$. Vu que l'intensité du flux $\dot{\Phi}_g$ est proportionnelle à la vitesse de rotation du rotor ω_2, la valeur de $\dot{E}_{rot.ad}$ sera proportionnelle au carré de ω_2. Cela signifie qu'avec l'augmentation de la vitesse de rotation le courant et le flux magnétique engendrés par cette F.E.M. vont affaiblir le flux magnétique $\dot{\Phi}_{exc}$ d'une façon non linéaire. La caractéristique de sortie à vide $E_g = f(\omega_2)$ de la génératrice tachymétrique asynchrone s'écarte de la caractéristique linéaire par suite de l'apparition d'une erreur d'amplitude due à la variation de vitesse. (Pour l'analyse quantitative de cette erreur voir la déduction de l'équation générale de la caractéristique de sortie de la génératrice tachymétrique asynchrone.)

Si l'on ferme l'enroulement statorique G sur la résistance de charge extérieure Z_{ch}, il sera parcouru par le courant $\dot{I}_g$. Le flux $\dot{\Phi}_g$ sera engendré par la somme géométrique des F.M.M. du rotor et de l'enroulement statorique G, ce qui se fera sentir sur la valeur de la F.E.M. $\dot{E}_g$. En outre, la tension de sortie $\dot{U}_g$ elle-même sera déterminée par la différence géométrique entre la F.E.M. $\dot{E}_g$ et la chute de tension dans la résistance intérieure $Z_{g.s}$ de l'enroulement:

$$\dot{U}_g = \dot{E}_g - \dot{I}_g Z_{g.s}. \quad (3.24)$$

Les processus physiques mentionnés plus haut déterminent l'allure de la caractéristique de sortie de la génératrice tachymétrique fonctionnant en charge.

Examinons l'équation de la caractéristique de sortie de la génératrice tachymétrique asynchrone. Etant donné que de par sa conception la génératrice tachymétrique asynchrone ne diffère pas du servo-moteur asynchrone, décrit au chapitre précédent, et compte tenu du principe de réversibilité des machines électriques, on peut déterminer la tension de sortie $\dot{U}_g$ en utilisant la méthode d'analyse du micromoteur asynchrone biphasé exposée au § 2.6.

A la phase G de la génératrice tachymétrique asynchrone on fait correspondre les schémas équivalents de la phase E_{exc} du servomoteur (voir la fig. 2.30) en introduisant la résistance Z_{ch} dans le circuit statorique et en mettant en court-circuit les bornes d'entrée. Les schémas équivalents de la phase E_{exc} de la génératrice tachymétrique coïncident avec les schémas équivalents de la phase E_{exc} du moteur. Tous les paramètres de la phase G de la génératrice tachymétrique sont ramenés au nombre de spires de l'enroulement statorique E_{exc}.

En qualité de tension de sortie de la génératrice tachymétrique on se sert de la tension aux bornes de la résistance Z_{ch} dans la phase G:

$$\dot{U}_g = \dot{I}_g Z_{ch}. \quad (3.25)$$

Le courant $\dot{I}_g$ peut être exprimé par les composantes symétriques $\dot{I}_{g1}$ et $\dot{I}_{g2}$. Sous forme ramenée, on a:

$$\dot{I}'_g = \frac{1}{k_{tr}} \dot{I}_g = \dot{I}'_{g1} + \dot{I}'_{g2}, \quad (3.26)$$

où le rapport de transformation des enroulements E_{exc} et G

$$k_{tr} = \frac{w_{exc} k_{b.exc}}{w_g k_{b.g}}.$$

Conformément à la méthode des composantes symétriques, les composantes directe et inverse du courant qui traverse l'enroulement d'excitation de la génératrice tachymétrique peuvent être exprimées

à l'aide de $\dot{I}'_{g1}$ et $\dot{I}'_{g2}$:

$$\dot{I}_{exc\,1} = +j\dot{I}'_{g1}; \quad \dot{I}_{exc\,2} = -j\dot{I}'_{g2}. \tag{3.27}$$

Puisque les tensions appliquées aux enroulements E_{exc} et G de la génératrice tachymétrique sont équilibrées par les chutes de tension déterminées par les composantes symétriques des courants dans les résistances des schémas équivalents correspondants, la deuxième loi de Kirchhoff nous permet d'écrire (compte tenu du fait que la tension appliquée à l'enroulement G est nulle):

$$\begin{aligned} 0 &= \dot{I}'_{g1}(Z'_{g1} + Z'_{ch}) + \dot{I}'_{g2}(Z'_{g2} + Z'_{ch}); \\ \dot{U}_{exc} &= \dot{I}_{exc\,1} Z_{exc\,1} + \dot{I}_{exc\,2} Z_{exc\,2}, \end{aligned} \tag{3.28}$$

où Z'_{g1} et Z'_{g2} sont les résistances ramenées des schémas équivalents de la phase G pour les successions directe et inverse ($Z'_g = k^2_{tr} Z_g$); $Z'_{ch} = k^2_{tr} Z_{ch}$ est la résistance ramenée de la charge.

Résolvons maintenant le système d'équations (3.28) par rapport à $\dot{I}'_{g1}$ et $\dot{I}'_{g2}$ compte tenu de (3.27). Portons les expressions trouvées des composantes symétriques d'abord dans (3.26), ensuite dans (3.25). Cela nous permet de trouver l'expression de la tension de sortie $\dot{U}_g$ de la génératrice tachymétrique, en fonction de la vitesse de rotation du rotor, des paramètres du schéma équivalent et de la charge, et de la tension d'excitation:

$$\dot{U}_g = \frac{j\dot{U}_{exc} k_{tr} \omega_2^r}{\dot{A} - (\omega_2^r)^2 \dot{B}}, \tag{3.29}$$

où $\dot{A}$ et $\dot{B}$ sont les coefficients complexes déterminés par les paramètres du schéma équivalent et de la charge.

Si l'on néglige l'inductance du rotor, qui, dans les génératrices tachymétriques asynchrones, surtout dans celles à rotor amagnétique cylindrique, est de beaucoup inférieure à la résistance ohmique, on obtient:

$$\dot{A} = \frac{1}{Z'_{ch}} \left(\frac{Z^2_{exc.s} C^2_{exc.r}}{R'_{exc.r}} + 2 Z_{exc.s} C_{exc.r} + R'_{exc.r} \right) + \frac{Z_{exc.s} C^2_{exc.r}}{R'_{exc.r}} + C_{exc.r};$$

$$\dot{B} = \frac{Z_{exc.s}}{R'_{exc.r}} \left(\frac{Z_{exc.s}}{Z'_{ch}} + 1 \right), \tag{3.30}$$

où

$$C_{exc.r} = \frac{Z_{exc.m} + R'_{exc.r}}{Z_{exc.m}}$$

(pour les notations, voir la fig. 2.30).

La vitesse de rotation relative du rotor

$$\omega_2^r = \frac{\omega_2}{\omega_1} = 1 - s,$$

où ω_1 est la vitesse de synchronisme (pour la génératrice tachymétrique cette vitesse est conventionnelle).

L'expression (3.29a) représente l'équation de la caractéristique de sortie de la génératrice tachymétrique. La présence au dénominateur de cette expression du carré de la vitesse relative $(\omega_2^r)^2$ témoigne de la non-linéarité de la caractéristique de sortie et de l'erreur de phase de la génératrice tachymétrique (erreurs dues à la variation de vitesse).

Pour une génératrice tachymétrique idéale qui est exempte d'erreurs d'amplitude et de phase dues à la variation de vitesse, on obtient l'équation de la caractéristique de sortie en partant de l'expression (3.29a) et ayant en vue que $(\omega_2^r)^2 \cdot E_{exc} = 0$:

$$\dot{U}_{g.id} = \frac{j\dot{U}_{exc} k_{tr} \omega_2^r}{\dot{A}}. \tag{3.29b}$$

L'erreur d'amplitude calculée de la génératrice tachymétrique est donnée par la différence des modules de tensions conformément aux expressions (3.29a) et (3.29b):

$$\Delta U = \frac{U_{g.id} - U_g}{U_{g.id}} \approx -\frac{|\dot{B}|}{|\dot{A}|} (\omega_2^r)^2; \tag{3.31}$$

l'erreur de phase est déterminée par la différence des arguments de ces mêmes tensions.

Des expressions (3.30) et (3.31) il s'ensuit que l'erreur d'amplitude diminue avec l'augmentation de la résistance ohmique du rotor, car, dans ce cas, la valeur de $|\dot{B}|$ diminue, tandis que celle de $|\dot{A}|$ croît. Pour cette raison, les rotors des génératrices tachymétriques sont généralement réalisés en bronze au phosphore dont la résistance spécifique est approximativement le double de celle de l'aluminium. Il faut toutefois avoir en vue que l'augmentation de la résistance ohmique du rotor entraîne une diminution du gain d'amplification en tension de la génératrice tachymétrique, car $\dot{A}$ augmente [voir l'expression (3.29a)].

D'autre part, les génératrices tachymétriques doivent avoir une vitesse de synchronisme telle que la valeur relative de la vitesse mesurée ne dépasse pas 0,2 à 0,3. Dans le cas examiné, le terme $(\omega_2^r)^2$ est petit et sur la portion de fonctionnement $\omega_2^r = 0$ à 0,3 la caractéristique de sortie est pratiquement linéaire. C'est pourquoi les génératrices tachymétriques sont souvent destinées à fonctionner sur un secteur alternatif à fréquence élevée. La hausse de la fréquence augmente d'une façon proportionnelle la vitesse de synchronisme en diminuant respectivement la valeur relative de la vitesse de rotation à mesurer.

Les caractéristiques de sortie construites d'après l'équation (3.29a) en unités relatives sont représentées sur la fig. 3.6, *a* $(U_g^r = U_g/U_{exc})$.

L'influence exercée par la charge extérieure sur la valeur des erreurs d'amplitude et de phase de la génératrice tachymétrique est fonction du caractère de cette charge. L'erreur d'amplitude minimale

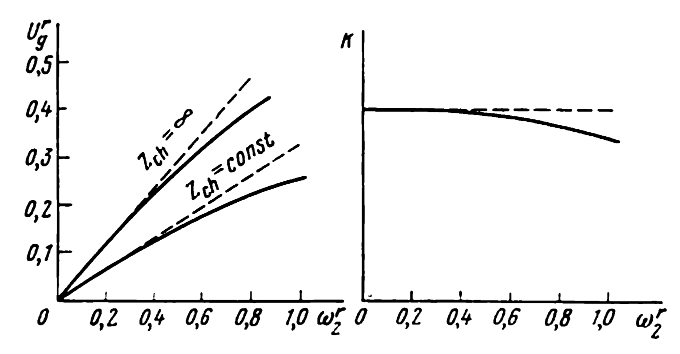


Fig. 3.6. Caractéristiques de sortie et gain statique d'amplification d'une génératrice tachymétrique asynchrone (en pointillé sont montrées les caractéristiques linéaires idéales).

ΔU a lieu pour une charge purement capacitive, tandis que l'erreur de phase minimale $\Delta\beta$ pour une charge purement inductive (fig. 3.7).

Le gain statique d'amplification de la génératrice tachymétrique

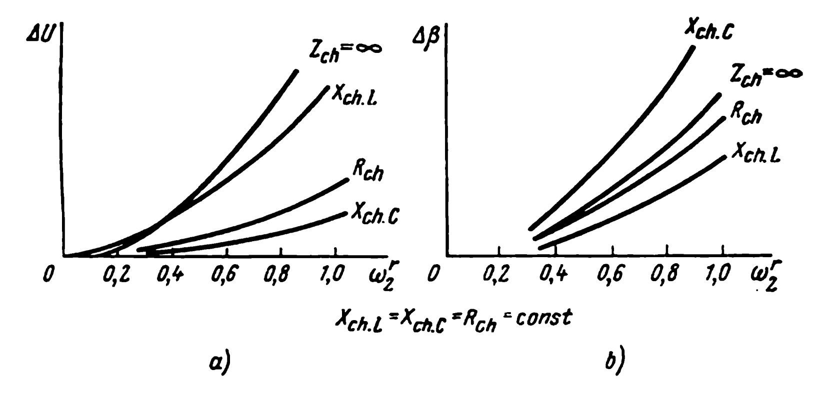


Fig. 3.7. Variation des erreurs d'amplitude et de phase en fonction de la vitesse de rotation et de la nature de la charge.

asynchrone peut être déterminé suivant la formule (3.29a):

$$K=\frac{dU_g}{d\omega_2}=\frac{U_{exc}k_{tr}}{\omega_1}\left|\frac{\dot{A}+(\omega_2^r)^2\dot{B}}{[\dot{A}-(\omega_2^r)^2\dot{B}]^2}\right|. \tag{3.32}$$

Le gain d'amplification des génératrices tachymétriques asynchrones modernes, pour $Z_{ch}\gg Z_{g.s}$, varie entre 1 et 10 mV/tr/mn.

La valeur de K reste pratiquement constante pour $\omega_2^r = 0$ à 0,3, mais elle diminue d'une façon non linéaire lorsque $\omega_2^r > 0,3$ (fig. 3.6, *b*).

La variation de la tension de sortie et du gain statique d'amplification sous l'effet de la valeur et du caractère de la charge extérieure est déterminée par la variation des coefficients complexes $\dot{A}$ et $\dot{B}$

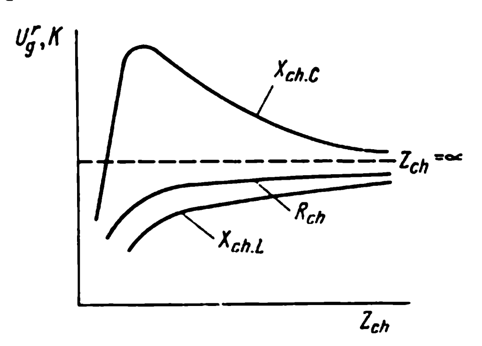


Fig. 3.8. Variation de la tension de sortie et du gain statique d'amplification en fonction de la valeur et de la nature de la charge.

figurant dans les expressions (3.29a) et (3.32). La représentation graphique de cette variation est donnée sur la fig. 3.8.

Le sens physique des relations

$$U_g^r,\ K = f(X_{ch\,C},\ X_{ch\,L},\ R_{ch}),$$

où X_{chC}, X_{chL}, R_{ch} sont respectivement les charges capacitive, inductive et résistive (ohmique), a été déjà mis en évidence lors de l'examen du principe de fonctionnement de la génératrice tachymétrique. Ici il n'y a qu'à remarquer qu'en présence d'une charge purement capacitive et pour une valeur déterminée de la capacitance, dans le circuit de l'enroulement de sortie il se produit la résonance de tensions.

En examinant les fig. 3.7, *a* et 3.8, on peut arriver à la conclusion que pour diminuer l'erreur d'amplitude due à la variation de vitesse et la dépendance de K de la valeur de la charge il faut ajouter à la charge résistive extérieure une charge capacitive.

Toutefois, la présence d'une charge compoundée à composantes active et capacitive entraîne l'augmentation de l'erreur de phase de la génératrice tachymétrique (fig. 3.7, *b*) et, en même temps, l'influence exercée par la charge sur l'erreur de phase se fait sentir d'une façon plus prononcée. La fig. 3.9 montre la courbe de phase de la tension de sortie (angle β entre les vecteurs $\dot{U}_{exc}$ et $\dot{U}_g$) en fonction de la valeur et du caractère de la charge.

L'analyse des courbes représentées sur les fig 3.7, *b* et 3.9 montre que pour diminuer l'erreur de phase due à la variation de vitesse et l'influence exercée par la valeur de la charge sur la phase de la

tension de sortie, il est rationnel d'insérer une certaine inductance dans la charge résistive extérieure. De cette façon, les conditions de compoundage de la charge en amplitude et en phase se contredisent. Pour cette raison, il est rationnel d'effectuer le compoundage suivant la grandeur dont la constance présente le plus d'importance pour le montage considéré.

La précision de la génératrice tachymétrique asynchrone peut être sensiblement affectée par la variation des résistances ohmiques de la machine causée par l'échauffement survenu au cours du fonctionnement. Cette variation est essentiellement due à l'échauffement

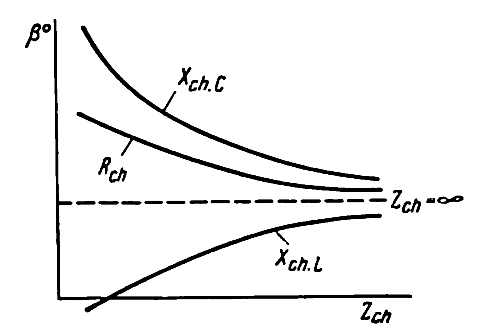


Fig. 3.9. Variation de la phase de la tension de sortie en fonction de la valeur et de la nature de la charge.

du rotor dont la résistance ohmique dépasse de plusieurs fois celle des enroulements statoriques. L'augmentation de la résistance ohmique du rotor provoquée par l'échauffement entraîne la diminution de la pente de la caractéristique de sortie et fait apparaître des erreurs d'amplitude et de phase dues à la température. Pour éviter l'apparition des phénomènes cités plus haut, le rotor des génératrices tachymétriques asynchrones de précision est réalisé en matériaux dont la résistance est à bas coefficient de température. A ces mêmes fins on fait appel à d'autres procédés de compensation thermique.

Parmi les inconvénients de la génératrice tachymétrique asynchrone il faut encore citer la présence d'un signal nul. Ce phénomène résulte de l'apparition de la F.E.M. rémanente $\dot{E}_{g.r}$ dans l'enroulement induit lorsque le rotor n'est pas encore mis en marche. La présence de la F.E.M. rémanente s'explique par l'imperfection technologique de la génératrice tachymétrique. Cette F.E.M. possède deux composantes: une composante continue qui ne dépend pas de la position angulaire du rotor et une composante alternative dont la valeur varie à double périodicité (en degrés électriques) en fonction de l'angle de rotation du rotor.

Par suite de l'imprécision de décalage des enroulements statoriques normalement déphasés de 90° électriques on voit apparaître

entre ces enroulements un couplage par inductance. L'hétérogénéité des propriétés magnétiques du circuit magnétique du stator, qui apparaît par suite de la présence des spires et des tôles en court-circuit et de l'anisotropie des tôles au point de vue de la perméabilité magnétique (cette anisotropie n'étant pas complètement éliminée même par la réalisation en éventail de l'empilage de tôles), engendre un champ magnétique d'excitation tournant. Dans les deux cas, on assiste à l'induction dans l'enroulement induit G d'une composante continue de la F.E.M. rémanente, composante qui est décalée en phase d'un certain angle par rapport à la tension d'excitation $\dot{U}_{exc}$.

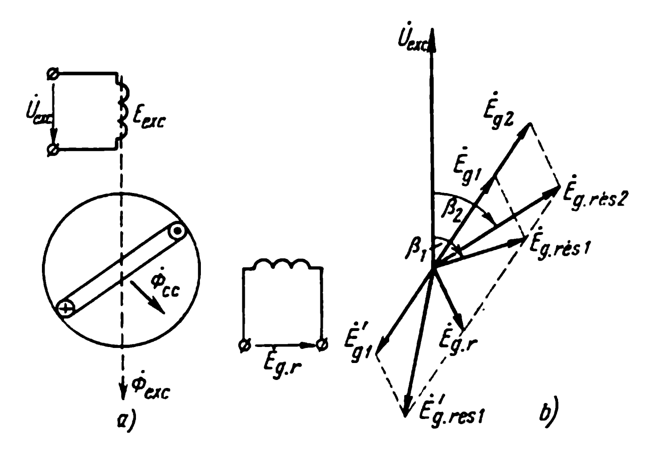


Fig. 3.10. Schéma équivalent du rotor asymétrique et diagramme vectoriel de la F.E.M. d'une génératrice tachymétrique asynchrone.

L'asymétrie électrique du rotor due à l'épaisseur non uniforme du cylindre ou à l'imprécision de sa forme géométrique fait apparaître une composante alternative de la F.E.M. rémanente. Un rotor asymétrique peut être considéré comme s'il était constitué d'un rotor symétrique et d'une spire en court-circuit qui est sortie au-delà du système symétrique (fig. 3.10, *a*). Le flux magnétique $\dot{\Phi}_{exc}$ induit dans la spire court-circuitée une F.E.M. statique et un certain courant. De cette façon on voit apparaître le flux magnétique pulsatoire $\dot{\Phi}_{cc}$ de la spire en court-circuit qui est reliée à l'enroulement G et qui induit dans ce dernier une F.E.M. rémanente $\dot{E}_{gr}$. Cette F.E.M. atteint son maximum lorsque le plan de la spire fait un angle de 45° avec les axes des enroulements statoriques de la génératrice tachymétrique et change de valeur avec la rotation du rotor.

La F.E.M. rémanente contraint la caractéristique de sortie à quitter l'origine des coordonnées et provoque des erreurs alternatives additionnelles d'amplitude et de phase surtout aux basses vitesses de rotation du rotor. Cela se voit bien sur le diagramme vectoriel de la

fig. 3.10, *b* où le vecteur résultant de la F.E.M. de sortie $\dot{E}_{g.rés}$ est égal à la somme géométrique de la F.E.M. rémanente $\dot{E}_{g.r}$, qui ne dépend pas de la vitesse de rotation du rotor, et de la F.E.M. $\dot{E}_g$ proportionnelle à cette vitesse.

La tension rémanente fait aussi apparaître l'asymétrie de la tension de sortie. Du point de vue théorique, à l'inversion de marche du rotor, la valeur de la F.E.M. de sortie doit rester constante, alors que la phase est décalée de 180°. La présence de la F.E.M. rémanente $\dot{E}_{g.r}$ contredit les deux conditions qui viennent d'être citées (voir les vecteurs $\dot{E}_{g.rés1}$ et $\dot{E}'_{g.rés1}$ sur la fig. 3.10, *b*).

La composante continue de la F.E.M. rémanente peut être sensiblement réduite si l'on dispose les enroulements E_{exc} et G séparément sur deux stators différents: intérieur et extérieur. Dans ce cas, lors de la fabrication de la génératrice tachymétrique, on bloque le rotor, on applique à l'enroulement E_{exc} la tension d'excitation et on fait tourner le stator intérieur par rapport au stator extérieur jusqu'à ce que le signal nul dans l'enroulement G soit minimum.

Si nécessaire, l'affaiblissement de la composante alternative de la F.E.M. rémanente se fait par équilibrage électrique du rotor qui consiste dans l'élimination mécanique d'une certaine quantité de matériau du rotor à des endroits déterminés de celui-ci. Il faut aussi tenir compte du fait que l'asymétrie du stator et du rotor se fait sentir beaucoup moins dans les machines polyphasées.

Par rapport aux génératrices tachymétriques à courant continu, les génératrices tachymétriques asynchrones présentent les avantages essentiels suivants: fiabilité accrue grâce à l'absence des contacts glissants, absence de parasites à fréquences radio-électriques, simplicité de construction. Parmi les inconvénients, on peut citer: linéarité plus faible de la caractéristique de sortie, gain d'amplification inférieur, présence de l'erreur de phase et dépendance de la tension de sortie du caractère de la charge.

La précision des génératrices tachymétriques asynchrones est évaluée d'après les trois paramètres suivants: non-linéarité de la caractéristique de sortie, valeur de la F.E.M. rémanente, erreur de phase. La classe de précision de la machine est établie suivant le pire de ces paramètres dans la gamme de vitesses allant de 0,1 de la nominale jusqu'à la nominale. La valeur admissible de non-linéarité de la caractéristique de sortie (voir § 3.2) des génératrices tachymétriques appartenant à de différentes classes de précision se situe entre 0,02 et 1 %.

La génératrice tachymétrique asynchrone peut également fonctionner en détecteur d'accélération angulaire (accéléromètre). A cette fin, son enroulement d'excitation E_{exc} (fig. 3.5, *a* et *b*) doit être branché sur un secteur continu. Alors, le flux d'excitation Φ_{exc} de la machine ne sera plus pulsatoire, mais continu et il en sera de même pour le flux Φ_g tant que la vitesse de rotation du rotor reste constan-

te. Dans ces conditions, la F.E.M. dans le circuit induit G sera nulle. L'apparition d'une accélération angulaire du rotor fera varier la valeur de la F.E.M. E_{rot} dans le rotor, l'intensité ou courant I_{rot} et donc l'intensité du flux Φ_g. La variation du flux Φ_g dans le temps sera d'autant plus brusque que plus importante est l'accélération du rotor. Le flux $\Phi_g(t)$ variant avec le temps va induire dans l'enroulement G une F.E.M., tout comme dans le secondaire d'un transformateur. On sait que la valeur de la F.E.M. est déterminée par la vitesse de variation du flux magnétique:

$$e_g = \frac{d\Phi_g(t)}{dt} w_g k_{b.g}. \tag{3.33}$$

La vitesse de variation du flux magnétique étant proportionnelle à la valeur de l'accélération angulaire du rotor

$$\frac{d\Phi_g(t)}{dt} = c\frac{d\omega_2}{dt}, \tag{3.34}$$

où c est un coefficient de proportionnalité, la valeur de la F.E.M. induite dans l'enroulement G le sera aussi:

$$e_g = \frac{d\omega_2}{dt} c w_g k_{b.g}. \tag{3.35}$$

§ 3.4. GÉNÉRATRICES TACHYMÉTRIQUES SYNCHRONES

Les génératrices tachymétriques synchrones dont le principe de fonctionnement est celui des alternateurs synchrones ne sont pas utilisées dans les systèmes d'automatisme à courant alternatif à fréquence constante vu que la fréquence de leur F.E.M. de sortie est fonction de la vitesse de rotation du rotor. Les génératrices tachymétriques synchrones sont principalement utilisées pour mesurer directement la vitesse de rotation des différents mécanismes. Dans ce cas, l'enroulement de sortie de la génératrice est branché sur un voltmètre dont l'échelle est graduée en unités de vitesse angulaire.

Actuellement, on commence à utiliser les génératrices tachymétriques synchrones à excitation par aimant dont la sortie est munie de redresseurs à semi-conducteurs. Le schéma d'une génératrice tachymétrique à excitation par aimant est le même que celui d'un micromoteur synchrone auto-réducteur à excitation par aimant (voir § 2.11, fig. 2.64). Le rapport entre le nombre de dents du stator Z_s et celui du rotor Z_r est ordinairement égal au nombre de phases de l'enroulement statorique que l'on utilise en tant qu'enroulement de sortie à courant alternatif. Lors de la rotation du rotor à une vitesse ω, le flux magnétique homopolaire de magnétisation Φ_m est modulé par suite de la configuration dentée des surfaces du stator et du rotor (fig. 2.65). La composante alternative Φ_a, dont l'intensité dépend de la conception adoptée, engendre dans chacune des phases de l'enroulement statorique une F.E.M. à vide

$$E_{sor} = 4{,}44 f \Phi_a w k_b, \tag{3.36}$$

où wk_b est le nombre efficace de spires dans la phase; $f = Z_r\ \omega/2\pi$ est la fréquence de la F.E.M.

On voit donc que la F.E.M. à vide est directement proportionnelle à la vitesse de rotation du rotor, cette condition étant indispensable au fonctionnement de la machine en génératrice tachymétrique. Toutefois, lorsqu'une telle génératrice tachymétrique est chargée d'une résistance finie, sa caractéristique de sortie devient non linéaire. La première cause en est que

$$\dot{U}_{sor} = \dot{E}_{sor} - \dot{I}_{sor} Z_{sor} = \frac{\dot{E}_{sor}}{1 + \frac{Z_{sor}}{Z_{ch}}}, \tag{3.37}$$

où les composantes réactives de la résistance de l'enroulement Z_{sor} et de la charge Z_{ch} sont fonction de la fréquence f, donc de la vitesse ω. La deuxième cause de la perte de linéarité de la caractéristique de sortie réside dans l'influence exercée sur la F.E.M. $\dot{E}_{sor}$ par le flux de réaction d'induit (enroulement de sortie).

Afin d'utiliser les génératrices tachymétriques synchrones à excitation par aimant dans des systèmes asservis à courant continu, leur tension de sortie est redressée à l'aide de redresseurs à semi-conducteurs. Etant donné que le nombre de dents du rotor peut être assez important, la fréquence de pulsation de la tension redressée peut donc atteindre des valeurs élevées. Les pulsations à haute fréquence peuvent aisément être éliminées grâce à l'utilisation des filtres LC. Ce fait constitue l'avantage principal que présentent les génératrices tachymétriques synchrones à excitation par aimants par rapport aux génératrices tachymétriques à collecteur à courant continu. D'autre part, l'absence du redresseur mécanique, collecteur à balais, rend leur fiabilité plus grande.

§ 3.5. CARACTÉRISTIQUES DYNAMIQUES DES GÉNÉRATRICES TACHYMÉTRIQUES

L'étude des propriétés dynamiques de la génératrice tachymétrique à courant continu lors des processus transitoires sera faite sans tenir compte de la réaction d'induit ni de la chute de tension dans le contact à balai. L'équation d'équilibre entre la F.E.M. et les tensions dans le circuit d'induit (fig. 3.1, *a*) écrite suivant la deuxième loi de Kirchhoff est de la forme

$$E_r = i_r (R_r + R_{ch}) + L_r \frac{di_r}{dt}, \tag{3.38}$$

où i_r est la valeur instantanée du courant d'induit; L_r, l'inductance de l'enroulement d'induit.

En résolvant l'équation (3.38) compte tenu de l'expression (3.2), on obtient l'équation différentielle de la variation du courant d'induit

avec la variation de l'angle de rotation du rotor θ:

$$\frac{L_r}{R_r+R_{ch}} \cdot \frac{di_r}{dt} + i_r = \frac{k_E}{R_r+R_{ch}} \cdot \frac{d\theta}{dt}. \tag{3.39}$$

Transformons (3.39) en prenant en considération l'expression $u = i_r R_{ch}$ pour la tension de sortie de la génératrice tachymétrique:

$$T_{ém} \frac{du}{dt} + u = K \frac{d\theta}{dt}, \tag{3.40}$$

où $T_{ém} = L_r/(R_r + R_{ch})$ est la constante de temps électromagnétique du circuit d'induit; K est le gain statique d'amplification en tension (3.13).

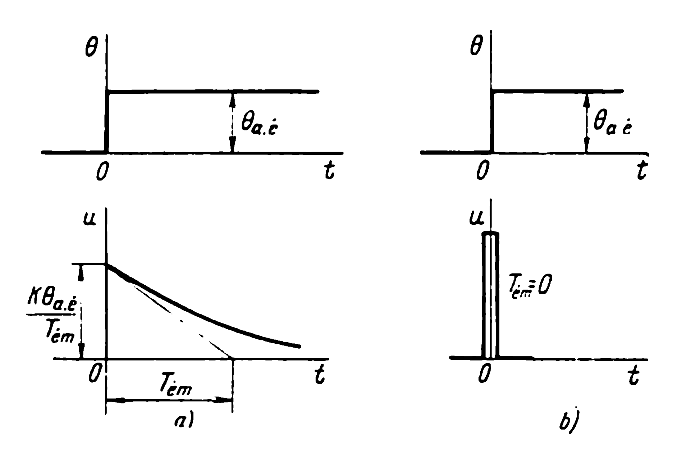


Fig. 3.11. Caractéristiques transitoires d'une génératrice tachymétrique.

L'expression de la caractéristique transitoire s'obtient en résolvant l'équation différentielle (3.40)

$$u = \frac{K\theta_{a.é}}{T_{ém}} e^{-\frac{t}{T_{ém}}}. \tag{3.41}$$

La caractéristique transitoire est représentée sur la fig. 3.11, *a*, où $\theta_{a.é}$ est la valeur réglée asymptotique de l'angle de rotation du rotor (action par échelons).

La fonction de transfert de la génératrice tachymétrique obtenue de l'équation (3.40) est:

$$W(p) = \frac{u}{\theta} = \frac{Kp}{T_{ém}p+1}. \tag{3.42}$$

Des équations (3.40) et (3.42), de même que de la fig. 3.11, *a*, il s'ensuit que la génératrice tachymétrique représente un réseau différentiateur à inertie qui effectue la différentiation avec une certaine distorsion définie par la valeur de la constante de temps $T_{ém}$. Si

la génératrice tachymétrique doit effectuer une différentiation sans distorsion, la constante de temps doit être réduite au minimum pour que la génératrice tachymétrique puisse être considérée comme un réseau différentiateur pratiquement sans inertie. Le fonctionnement d'une telle génératrice tachymétrique idéale est décrit par l'équation

$$u = K\frac{d\theta}{dt}, \tag{3.43}$$

sa caractéristique transitoire étant représentée sur la fig. 3.11, *b*. Une réduction sensible de la constante $T_{ém}$ peut être obtenue en utilisant en tant que génératrices tachymétriques à courant continu des machines à rotor (induit) amagnétique cylindrique ou à rotor à disques dont l'inductance de l'enroulement d'induit, comme on l'a déjà noté, est insignifiante.

Si en qualité de signal d'entrée de la génératrice tachymétrique on prend la vitesse de rotation du rotor ($\omega = d\theta/dt$), la fonction de transfert sera:

$$W(p) = \frac{u}{\omega} = \frac{K}{T_{ém}p+1}. \tag{3.44}$$

Dans ce cas, la génératrice tachymétrique devient un réseau apériodique du premier ordre.

Les caractéristiques dynamiques des génératrices tachymétriques asynchrones se prêtent à un examen analogue. La résistance ohmique du rotor de ces génératrices est beaucoup plus importante par rapport à celle de l'enroulement induit de sortie du stator. La constante de temps électromagnétique de l'enroulement rotorique est sensiblement inférieure à celle de l'enroulement induit statorique, et elle peut donc être négligée lors de l'étude des processus transitoires. Alors, les propriétés dynamiques de la génératrice tachymétrique asynchrone à charge à résistance ohmique sont décrites par des équations analogues aux expressions (3.40) à (3.44), compte tenu des particularités qui caractérisent les processus électromagnétiques transitoires dans les circuits à courant alternatif.

Les pièces tournantes des génératrices tachymétriques créent un moment d'inertie additionnel pour les servo-moteurs aux arbres desquels elles sont couplées. Pour cette raison, afin de réduire la valeur de la constante de temps électromécanique du système servo-moteur — génératrice tachymétrique et d'augmenter ainsi sa rapidité de réponse, il est à utiliser les génératrices tachymétriques à rotor cylindrique ou à disques dont le moment d'inertie est insignifiant.

§ 3.6. APPLICATION DES GÉNÉRATRICES TACHYMÉTRIQUES

Suivant leur destination, les génératrices tachymétriques peuvent être classées en trois catégories principales:

1) génératrices tachymétriques utilisées en qualité d'indicateurs de vitesse (on peut faire appel aux machines les moins précises à courant continu ou alternatif);

2) génératrices tachymétriques utilisées comme transmetteurs de signaux d'action en retour accélérateurs ou décélérateurs dans des systèmes de régulation automatique et comme éléments des systèmes de stabilisation de la vitesse de rotation. Les machines que l'on utilise à ces fins peuvent être à courant continu ou asynchrones, leur classe de précision se situe entre 0,5 et 1 ;

3) génératrices tachymétriques utilisées en tant qu'éléments des calculateurs automatiques destinés à la résolution des problèmes liés à la différentiation et à l'intégration des fonctions. Dans ce cas, les machines à courant continu ou asynchrones doivent appartenir aux classes de précision les plus élevées (de 0,05 à 0,2).

Examinons quelques exemples d'application des génératrices tachymétriques dans des dispositifs radio-électroniques, des calculateurs automatiques, etc.

Génératrice tachymétrique fonctionnant en indicateur de vitesse

Sur la fig. 3.12 est montré le schéma d'une installation de recuit pour fil de tungstène en spirale utilisé en qualité de filament chauffant spiralé des tubes électroniques. Le fil à recuire se déroule d'un

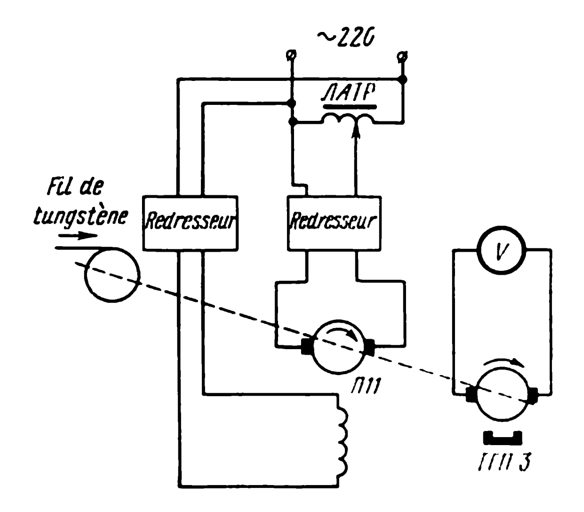


Fig. 3.12. Schéma d'une installation de recuit pour fil.

tambour-frein pour passer ensuite dans un four électrique à hydrogène où il se réchauffe jusqu'à la température requise. Le mécanisme d'enroulement et de répartition du fil est mis en mouvement à l'aide du moteur électrique à courant continu П11. La régulation de la vitesse d'avancement du fil est réalisée par la variation de la tension aux bornes de l'induit du moteur de commande П11 à l'aide de l'autotransformateur ЛАТР.

La qualité du recuit dépend, entre autres, de la vitesse de tirage du fil dans le milieu d'hydrogène. Afin d'assurer un contrôle permanent de cette vitesse, l'installation est dotée de la génératrice tachymétrique à courant continu ТГП-3 dont l'induit est raccordé mécaniquement à l'arbre du moteur de commande П11. La tension de sortie de la génératrice tachymétrique est appliquée au voltmètre à courant continu *V* dont l'échelle est graduée en unités de vitesse linéaire. En observant les indications de ce voltmètre, l'opérateur peut contrôler en permanence et, si nécessaire, régler la vitesse de tirage du fil.

Génératrice tachymétrique en tant qu'élément d'un système de stabilisation de la vitesse de rotation

Examinons le fonctionnement de la commande d'antenne d'un poste radar en régime d'exploration panoramique à vitesse de rotation constante. La commande, schématisée sur la fig. 3.13, comprend le servo-moteur à courant continu à commande d'induit SM_{cc} qui fait tourner l'antenne *A*, la génératrice asynchrone *GTA* raccordée mécaniquement à l'arbre de SM_{cc} et deux amplificateurs: l'amplificateur électronique *A-E* et la génératrice amplificatrice *GA*. En qualité d'élément de référence on utilise le diviseur de tension *R* alimenté à partir d'une source de courant alternatif.

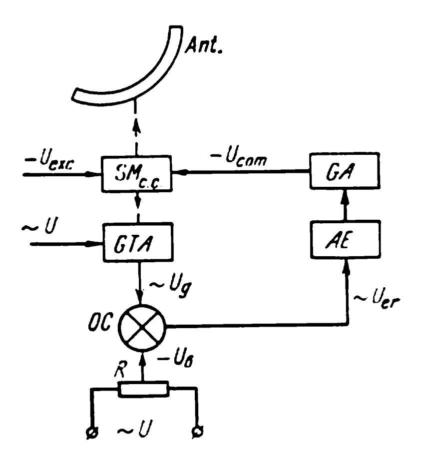


Fig. 3.13. Schéma synoptique de la commande de l'antenne d'un poste radar.

La commande fonctionne comme suit. La vitesse de rotation requise est définie par la valeur correspondante de la tension de base U_b. A travers l'organe comparateur *OC* cette tension est véhiculée vers l'amplificateur électronique *A-E*. Après amplification dans *A-E* et *GA*, la tension de commande U_{com} est appliquée à l'enroulement de commande du servo-moteur dont l'enroulement d'excitation est branché en permanence sur la source de tension d'excitation U_{exc}. Le rotor du servo-moteur se met en marche et fait tourner l'antenne *A* et le rotor de la génératrice tachymétrique *GTA*. La tension de sortie U_g de la génératrice tachymétrique est comparée dans l'organe comparateur *OC* avec la tension de base U_b et à la sortie de l'étage d'amplification on voit s'établir une valeur constante de la tension U_{com} déterminée par la valeur de la tension d'erreur U_{er}. De cette façon, le rotor du servo-moteur SM_{cc} et l'antenne tournent en permanence à vitesse constante.

La mise en phase des tensions U_b et U_g est réalisée de façon que l'accroissement de U_g entraîne la baisse de la tension d'erreur U_{er}. Il s'ensuit que toute variation de la vitesse de rotation du rotor du servo-moteur SM_{cc} et de l'antenne entraînera une variation des tensions U_g et U_{er} (et respectivement de la tension U_{com}) telle que la vitesse tende vers sa valeur initiale. On voit donc que l'utilisation de la génératrice tachymétrique dans le retour d'asservissement permet de stabiliser la vitesse de rotation de l'antenne.

Céneratrice tachymétrique en tant qu'élément d'un calculateur automatique

Les génératrices tachymétriques sont utilisées dans les calculateurs électromécaniques différentiateurs, intégrateurs et de lissage. D'habitude, ce type de calculateur est utilisé pour la transformation des fonctions à variation relativement lente lorsqu'on peut négliger les constantes de temps propres des éléments du montage. Les appareils appartenant à cette catégorie doivent satisfaire à certaines exigences qui ne sont pas obligatoires pour les calculateurs différentiateurs, intégrateurs ou de lissage basés sur l'utilisation des circuits RC ou RL. Les exigences susmentionnées sont les suivantes:

a) exécution des opérations imposées avec une haute précision, ce processus devant avoir une durée prolongée;

b) utilisation directe des déplacements angulaires en tant que signaux d'entrée;

c) faible sensibilité aux écarts de la tension du secteur d'alimentation.

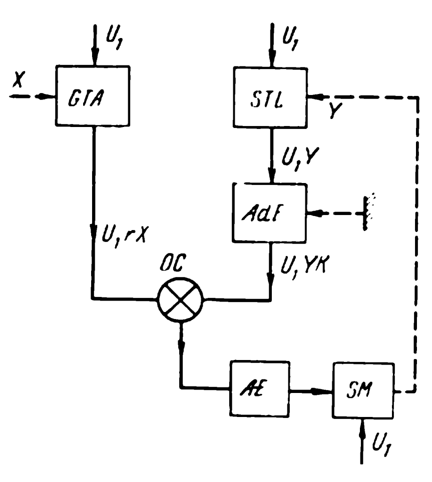


Fig. 3.14. Schéma synoptique d'un différentiateur à génératrice tachymétrique asynchrone.

Sur la fig. 3.14 est donné le schéma d'un dispositif différentiateur qui satisfait à toutes les exigences mentionnées plus haut. On y voit : un élément de référence représenté par la génératrice tachymétrique asynchrone *GTA*, un étage de recopie, un organe comparateur *OC* et un système asservi décodeur. L'étage de recopie comporte un synchro-trigonomètre linéaire *STL* dont la tension de sortie est directement proportionnelle à l'angle de rotation de son rotor (le principe de fonctionnement du synchro-trigonomètre linéaire est examiné au § 5.5) et un adaptateur d'échelles *AE* dont le rôle est d'adapter les échelles de la grandeur de référence et de celle à recopier. Le système asservi comprend un amplificateur électronique *A-E* et un servo-

moteur à réducteur *SM*. L'amplificateur reçoit le signal en provenance de l'organe comparateur *OC*, tandis que sa tension de sortie est acheminée vers l'enroulement de commande du servo-moteur *SM*. L'arbre du servo-moteur est raccordé mécaniquement avec le rotor de *STL*.

Lorsqu'une variable indépendante X est introduite sous forme d'un angle de rotation de *GTA*, à la sortie de cette dernière s'établit la tension U_1pX proportionnelle à la tension d'alimentation et à la vitesse de rotation du rotor pX de la génératrice tachymétrique.

A la sortie de l'étage de recopie la tension est égale à U_1YK, où Y est l'angle de rotation du rotor de *STL*; K est l'échelle de *AE*. Si les tensions U_1pX et U_1YK ne sont pas égales, l'organe comparateur sera le siège d'une tension d'erreur qui sera véhiculée vers l'entrée de l'amplificateur pour y être amplifiée et appliquée ensuite au servo-moteur *SM* qui fera tourner le rotor de *STL*. La rotation de ce dernier continue jusqu'à la compensation totale, c'est-à-dire jusqu'à l'établissement de l'égalité

$$U_1pX = U_1YK. \tag{3.45}$$

La tension d'erreur devient nulle et l'asservissement de l'angle imposé prend fin. De l'expression (3.45) on obtient

$$Y = \frac{1}{K} pX. \tag{3.46}$$

où $1/K$ est l'échelle de dérivée.

L'équation (3.46) nous permet d'affirmer que l'angle de rotation du rotor de *STL* est automatiquement réglé pour devenir proportionnel à la dérivée de la variable indépendante X.

13—01471

QUATRIÈME CHAPITRE

SYNCHRO-MACHINES

§ 4.1. GÉNÉRALITÉS ET CLASSIFICATION

On appelle **synchro-machines** les micromachines électriques susceptibles de réaliser une autosynchronisation et utilisables de ce fait dans les systèmes à induction de transmission synchrone en qualité de transmetteurs et de récepteurs.

Les dispositifs à induction de transmission synchrone servent à la télétransmission d'un déplacement angulaire ou linéaire, ce dernier devant préalablement être transformé en déplacement angulaire. Entre le transmetteur (dispositif dont le déplacement angulaire est imposé) et le récepteur (dispositif qui doit s'aligner sur le premier) il n'y a qu'une liaison électrique appelée ligne de transmission. Un système de ce type réalise la transmission angulaire en synchronisme, en phase et d'une façon progressive.

Les synchro-machines utilisées dans les systèmes à induction de transmission synchrone et les systèmes eux-mêmes peuvent être réunis en deux groupes: *triphasés de puissance* et *monophasés*.

Les **synchro-machines triphasées** sont utilisées dans les montages à arbre électrique qui doivent assurer une rotation strictement synchrone et en phase de deux moteurs éloignés l'un de l'autre. Dans ce cas, la synchro-machine fonctionne aussi bien en transmetteur qu'en récepteur.

Les **synchro-machines monophasées** sont principalement utilisées pour:

téléaffichage (ou téléindication), lorsque la position angulaire du transmetteur est imposée, tandis que le récepteur recopie cette position sous l'action d'un couple synchronisant propre;

synchro-détection, où la position angulaire du transmetteur est imposée, tandis que le récepteur élabore une tension qui est fonction de l'angle de désalignement.

Les deux régimes susmentionnés peuvent se rencontrer dans les montages suivants:

a) paire: transmetteur — récepteur;

b) multiple: un transmetteur — plusieurs récepteurs;

c) différentiel: deux transmetteurs — un récepteur.

Une synchromachine monophasée peut fonctionner en transmetteur et en récepteur aussi bien pour le téléaffichage que pour la

synchro-détection. Toutefois, compte tenu des exigences spécifiques, les synchro-machines fabriquées sont destinées à être utilisées dans tel ou tel régime.

Les principales exigences auxquelles doivent répondre les synchro-machines monophasées sont les suivantes:

1) haute précision statique et dynamique. La précision statique est donnée par la valeur de l'erreur angulaire de transmission lors d'une rotation lente; la précision dynamique — en rotation continue;

2) possibilité de réaliser l'autosynchronisation dans les limites d'un tour complet ou, autrement dit, la propriété des systèmes à synchro-machines de n'occuper qu'une position stable dans les limites d'un tour complet;

3) conservation de l'autosynchronisation à des vitesses de rotation élevées.

Pour satisfaire à toutes ces exigences, les synchro-machines de téléindication doivent développer des couples spécifiques et synchronisants maximaux, alors que le temps d'amortissement du rotor du récepteur doit être minimal. Les synchro-machines utilisées pour la synchro-détection doivent posséder une tension spécifique de sortie maximale possible pour une résistance de charge donnée, tandis que la résistance de sortie du récepteur doit être minimale.

En outre, les conditions d'utilisation imposent aux synchro-machines des exigences spécifiques exposées au § I.2.

§ 4.2. STRUCTURE DES SYNCHRO-MACHINES MONOPHASÉES

Les synchro-machines monophasées peuvent être classées, suivant leur conception, la présence ou l'absence de contacts glissants, en deux catégories: *synchro-machines à contact et synchro-machines sans contact*.

Une synchro-machine à contact (fig. 4.1, *a*) comporte un stator et un rotor. Sur le stator (ou sur le rotor) est disposé l'enroulement monophasé d'excitation E_{exc}; sur le rotor (ou sur le stator), l'enroulement de synchronisation E_{syn}. Du point de vue de la construction, les synchro-machines à contact sont analogues aux machines électriques synchrones à excitation par aimant.

L'enroulement de synchronisation des synchro-machines monophasées est du type triphasé, c'est-à-dire qu'il comporte trois enroulements séparés décalés dans l'espace de 120° et couplés en étoile, alors que les F.E.M. induites et les courants qui parcourent les enroulements isolés ont la même phase de temps. Pour cette raison, il serait plus correct d'appeler l'enroulement de synchronisation enroulement à trois branches.

L'enroulement de synchronisation est toujours un enroulement réparti. L'enroulement d'excitation peut être aussi bien réparti que concentré. Etant donné que l'enroulement réparti détermine une pente moindre de la caractéristique de couple, il est préférable d'uti-

liser un enroulement d'excitation concentré dans les synchro-machines destinées à la téléindication.

Pour obtenir l'autosynchronisation dans les limites d'un tour complet, le nombre de paires de pôles de la synchro-machine est égal à l'unité ($p = 1$).

L'enroulement d'excitation de la synchro-machine crée un flux magnétique pulsatoire qui traverse le circuit magnétique et passe par les branches de l'enroulement de synchronisation dans lesquelles

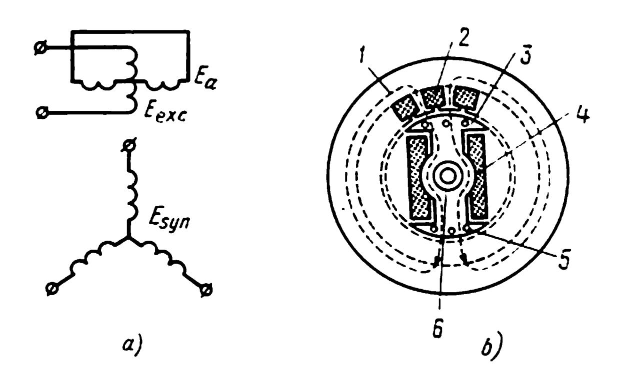


Fig. 4.1. Schémas d'une synchro-machine à contact:
a — schéma électrique; *b* — schéma structural; *1* — stator; *2* — enroulement de synchronisation; *3* — rotor; *4* — enroulement d'excitation; *5* — enroulement d'amortissement; *6* — bagues de contact.

il induit des F.E.M. dont les valeurs sont fonction de la position angulaire du rotor. Etant donné que, lors de la rotation du rotor, l'inductance mutuelle entre l'enroulement d'excitation et celui de synchronisation varie progressivement suivant une loi cosinusoïdale, les F.E.M. induites dans les branches de l'enroulement de synchronisation sont proportionnelles au cosinus de l'angle de rotation du rotor.

Certaines synchro-machines sont munies d'un enroulement d'amortissement E_a disposé perpendiculairement par rapport à l'enroulement d'excitation.

Le principe de fonctionnement de la synchro-machine ne dépend pas de la disposition de chacun des enroulements (sur le stator ou bien sur le rotor). Toutefois, les synchro-machines à enroulement d'excitation rotorique et à enroulement de synchronisation statorique (fig. 4.1, *b*) ont pris le plus grand développement, car le nombre de bagues de contact et de balais qu'elles possèdent est réduit, ce qui augmente leur fiabilité, et, d'autre part, le couple de frottement et les dimensions de la machine sont eux aussi plus faibles. En outre, la ligne de transmission qui relie les enroulements de synchronisation est exempte de contacts glissants. Cette construction rend plus facile le placement de l'enroulement d'amortissement sur le stator.

L'emploi de contacts glissants diminue sensiblement la fiabilité des synchro-machines à contact. C'est pourquoi l'application des synchro-machines sans contact est plus courante. Ce sont notamment les machines:

a) à excitation homopolaire du rotor du côté du stator;

b) à transformateur annulaire de passage.

Dans la synchro-machine sans contact à excitation homopolaire l'application de courant au rotor par contact est remplacée par une canalisation sans contact du flux magnétique. Sur la fig. 4.2 est donnée la structure schématisée d'une synchro-machine sans contact.

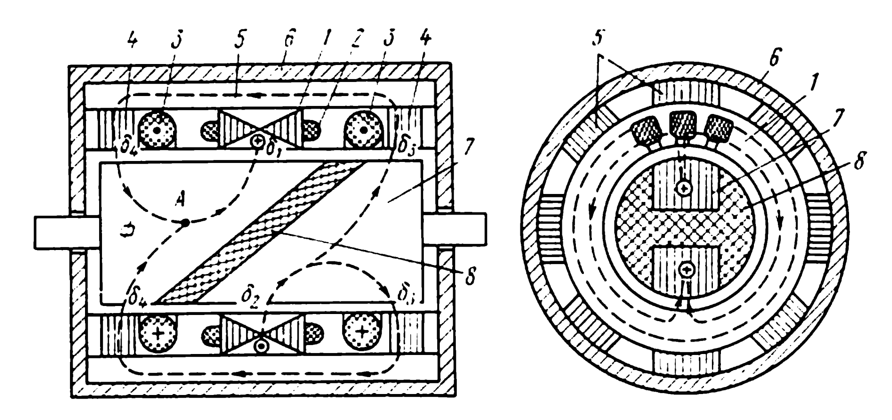


Fig. 4.2. Schéma structural d'une synchro-machine sans contact à excitation homopolaire.

Le stator présente un empilage de tôles du circuit magnétique principal *1* dans les encoches duquel est logé l'enroulement triphasé de synchronisation *2*. L'enroulement d'excitation *3* se présente sous forme de deux bobines annulaires disposées également sur le stator. Aux extrémités du stator on trouve deux circuits magnétiques annulaires *4* qui sont couplés entre eux magnétiquement à travers les empilages de tôles du circuit magnétique extérieur *5* mis à la presse dans la carcasse cylindrique *6* de la synchro-machine.

Les circuits magnétiques principal et annulaire sont en tôles d'acier magnétique isolées et feuilletées suivant l'axe transversal de la machine. Afin que les tôles ne constituent pas de spires court-circuitées sur le chemin du flux d'excitation principal introduit le long de l'axe longitudinal, chacune d'elles est munie d'une coupe radiale. L'empilage est réalisé en éventail, ce qui assure une conductibilité magnétique uniforme de l'armature suivant n'importe quel axe. Les empilages du circuit magnétique extérieur sont feuilletés suivant l'axe longitudinal de la synchro-machine. Le rotor *7* de la machine comporte deux empilages isolés magnétiquement grâce au remplissage de l'espace *8* de matériau amagnétique. Chaque

empilage est constitué de tôles en acier magnétique isolées et dont les plans sont parallèles à l'axe longitudinal de la synchro-machine. L'espace *8* est d'habitude rempli de matière plastique contenant les deux empilages rotoriques. Parfois, la matière plastique est remplacée par l'alliage alpex.

Il est facile de comprendre le principe de fonctionnement de la synchro-machine sans contact en suivant le chemin parcouru par le flux magnétique Φ.

Admettons qu'à un certain moment le courant qui traverse l'enroulement d'excitation *3* soit dirigé de la façon indiquée sur la fig. 4.2. Dans ce cas, le flux magnétique sera dirigé de gauche à droite. En sortant du point A, le flux rencontre le matériau amagnétique qui remplit l'espace *8*, change de direction et, par l'entrefer (espace d'air) δ_1, pénètre dans l'armature du circuit magnétique *1*, traverse ce dernier suivant un arc de 180° et, par l'entrefer δ_2, arrive dans l'empilage de droite du rotor. Ensuite, par l'entrefer δ_3, le flux pénètre dans le circuit magnétique annulaire de droite *4*. Par le circuit magnétique extérieur *5* le flux arrive dans le circuit magnétique annulaire de gauche *4* et, par l'entrefer δ_4, revient dans l'empilage de gauche du rotor pour se fermer sur le point A. En passant par le circuit magnétique principal *1*, le flux induit une F.E.M. dans l'enroulement de synchronisation.

Lorsque le rotor tourne, il entraîne avec lui le flux magnétique, ce qui signifie que le flux magnétique total dans l'enroulement de synchronisation ajouté au flux d'excitation varie suivant la même loi que dans une synchro-machine à contact. Pour cette raison, dans les systèmes de transmission synchrone le fonctionnement de ce type de machines ne diffère pas par son principe de fonctionnement des synchro-machines à contact.

Sur les fig. 4.1, *b* et 4.2 il est facile de voir que dans une synchro-machine sans contact le flux magnétique rencontre sur son chemin deux fois plus d'entrefers que dans une machine à contact. Pour franchir l'entrefer, il faut dépenser une bonne partie de la F.M.M. de l'enroulement d'excitation et c'est pourquoi l'enroulement d'excitation des synchro-machines sans contact est plus puissant (poids et dimensions plus importants) par rapport aux machines à contact ayant le même couple utile. Le circuit magnétique des synchro-machines sans contact est lui aussi plus grand et plus lourd que l'élément correspondant des machines à contact.

Le tableau 4.1 permet de comparer quelques-unes des caractéristiques de deux types de synchro-récepteurs: sans contact (série БС) et à contact (série НС) ayant respectivement les mêmes dimensions (la fréquence de la tension est de 50 Hz).

Sur la fig. 4.3 est montrée une synchro-machine à excitation homopolaire du type БС-404 (démontée).

Les synchro-machines sans contact à transformateur de passage comportent deux parties: une partie machine et une partie transformateur qui ne sont liées entre elles qu'électriquement (fig. 4.4).

La partie machine ne diffère pas d'une synchro-machine à contact. Sur le stator *1* est disposé l'enroulement de synchronisation *2*, et le rotor *3* porte l'enroulement d'excitation *4* (on peut y trouver égale-

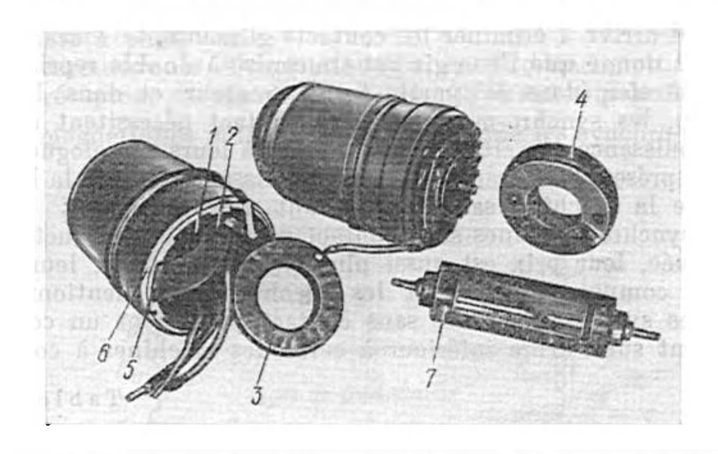


Fig. 4.3. Synchro-machine sans contact à excitation homopolaire:
1 — empilage de tôles du circuit magnétique principal; *2* — enroulement de synchronisation; *3* — enroulement d'excitation; *4* — circuit magnétique annulaire; *5* — empilages de tôles du circuit magnétique extérieur; *6* — carcasse; *7* — rotor.

ment un enroulement d'amortissement). La partie transformateur est représentée par un transformateur annulaire à deux enroulements. L'enroulement statorique *5* à noyau ferromagnétique *6* et

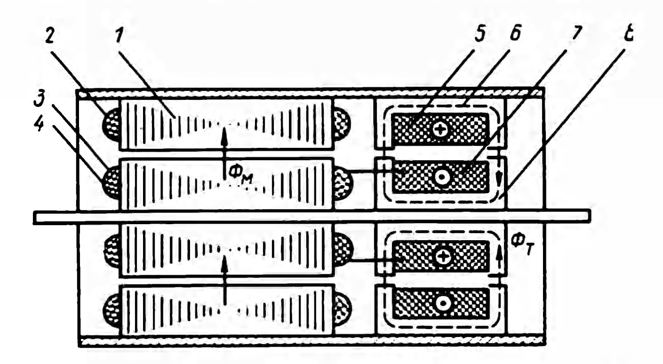


Fig. 4.4. Schéma structural d'une synchro-machine sans contact à transformateur annulaire de passage.

l'enroulement rotorique *7* à noyau ferromagnétique *8* sont réalisés sous forme de bobines concentrées dont les axes magnétiques sont alignés sur la direction de l'arbre de la machine. Grâce à la disposition concentrique des enroulements, leur inductance mutuelle ne varie pas avec la rotation du rotor. Lorsqu'on applique aux bornes

de l'enroulement statorique du transformateur une tension alternative monophasée, on recueille sur son enroulement rotorique une tension secondaire d'amplitude constante qui est véhiculée par fils vers l'enroulement d'excitation de la partie machine. De cette façon, on arrive à éliminer les contacts glissants.

Etant donné que l'énergie est transmise à double reprise à travers l'entrefer (dans la partie transformateur et dans la partie machine). les synchro-machines sans contact nécessitent une plus grande puissance d'excitation par rapport à leurs homologues à contact. La présence du transformateur de passage fait que la longueur totale de la machine sans contact soit plus grande.

Les synchro-machines sans contact sont d'une construction plus compliquée, leur prix est aussi plus élevé. Toutefois, leur grande fiabilité compense largement les inconvénients mentionnés. En outre, les synchro-machines sans contact présentent un couple de frottement sur l'arbre inférieur à celui des machines à contact.

Tableau 4.1

Paramètres	БС-404	НС-404	БС-501	НС-501
Couple spécifique, N·m/degré . . .	$4\cdot10^{-4}$	$10\cdot10^{-4}$	$35\cdot10^{-4}$	$50\cdot10^{-4}$
Poids par unité de couple spécifique, kgf/(N·m/degré)	3 000	800	1 140	570
Puissance d'excitation par unité de couple spécifique, VA/(N·m/degré)	$12,4\cdot10^{4}$	$3,1\cdot10^{4}$	$4,2\cdot10^{4}$	$1,66\cdot10^{4}$

Les *synchro-différentiels* ne diffèrent des synchro-machines à contact monophasées examinées plus haut que par leurs enroulements statorique et rotorique qui, tous les deux, sont à trois branches.

§ 4.3. FONCTIONNEMENT DES SYNCHRO-MACHINES EN TÉLÉINDICATEURS

Pour transmettre à distance l'information concernant la position d'un tel ou tel organe de régulation (soupape, volet, etc.), il est recommandé d'utiliser des synchro-machines *de téléindication*, surtout lorsque l'accès à l'organe de régulation est non sans danger et les indications doivent être transmises sur le pupitre de commande. Dans ce cas, l'arbre du récepteur ne doit avoir aucun couple résistant, et son rotor ne porte qu'une aiguille indiquant la valeur de l'angle transmis.

En règle générale, les systèmes de téléindication utilisent deux synchro-machines de même type: le transmetteur ST et le récepteur SR. Sur la fig. 4.5 est schématisée une liaison de téléindication

qui met en œuvre deux synchro-machines monophasées. Les enroulements d'excitation des synchro-machines sont alimentés sur le même secteur alternatif monophasé. Les enroulements de synchronisation sont couplés entre eux par une ligne de transmission strictement phase à phase.

Les enroulements d'excitation du synchro-transmetteur et du synchro-récepteur créent dans les circuits magnétiques de ceux-ci les flux magnétiques pulsatoires Φ_{exc}. Vu que les synchro-machines

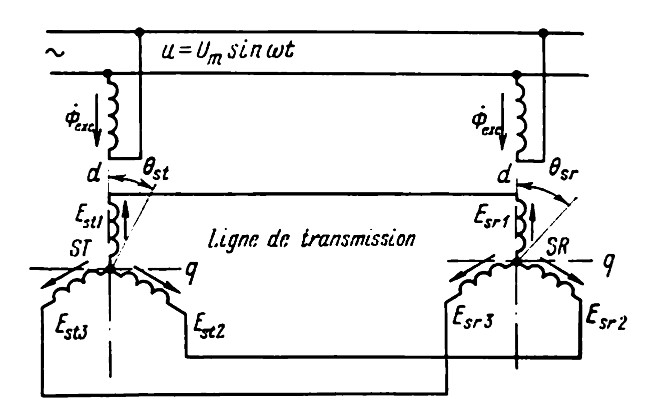


Fig. 4.5. Liaison de téléindication de deux synchro-machines monophasées.

utilisées sont identiques, les deux flux sont égaux. Si le circuit magnétique de la machine n'est pas saturé et que la répartition de l'induction le long de l'entrefer soit sinusoïdale, les flux magnétiques pulsatoires vont induire dans les branches des enroulements de synchronisation des F.E.M. dont les valeurs sont fonction du cosinus de l'angle de rotation du rotor. Pour le synchro-transmetteur ces F.E.M. seront :

$$\left.\begin{aligned} \dot{E}_{st1} &= \dot{E}_{max}\cos\theta_{st}\,; \\ \dot{E}_{st2} &= \dot{E}_{max}\cos(\theta_{st}-120°)\,; \\ \dot{E}_{st3} &= \dot{E}_{max}\cos(\theta_{st}-240°), \end{aligned}\right\} \qquad (4.1)$$

où θ_{st} est l'angle de rotation du rotor du synchro-transmetteur à partir de la position alignée (prenons en tant que position alignée celle où la branche de l'enroulement de synchronisation du synchro-transmetteur dans laquelle est induite la F.E.M. $\dot{E}_{st1}$ coïncide avec l'axe de l'enroulement d'excitation) ; $\dot{E}_{max}$ est la valeur efficace maximale de la F.E.M. induite dans la branche de l'enroulement de synchronisation et correspondant à la position où l'axe de la branche ci-dessus coïncide avec l'axe de l'enroulement d'excitation ;

$\dot{E}_{st1}$, $\dot{E}_{st2}$, $\dot{E}_{st3}$ sont les F.E.M. engendrées dans les branches correspondantes de l'enroulement de synchronisation du synchro-transmetteur.

D'une façon analogue on peut écrire les expressions des F.E.M. pour le synchro-récepteur:

$$\left.\begin{aligned} \dot{E}_{sr1} &= \dot{E}_{max}\cos\theta_{sr}; \\ \dot{E}_{sr2} &= \dot{E}_{max}\cos(\theta_{sr}-120^\circ); \\ \dot{E}_{sr3} &= \dot{E}_{max}\cos(\theta_{sr}-240^\circ). \end{aligned}\right\} \tag{4.2}$$

Etant donné que toutes les F.E.M. figurant dans les équations (4.1) et (4.2) ont la même phase de temps (le système est monophasé), on remplace, dans ce qui suit, les vecteurs par leurs valeurs scalaires.

L'erreur angulaire est donnée par la différence entre l'angle de rotation du rotor du transmetteur et l'angle de rotation du rotor du récepteur:

$$\theta = \theta_{st} - \theta_{sr}. \tag{4.3}$$

Si $\theta = 0$, c'est-à-dire $\theta_{st} = \theta_{sr}$, alors

$$E_{st1} = E_{sr1}; \quad E_{st2} = E_{sr2}; \quad E_{st3} = E_{sr3}.$$

Dans la ligne de transmission, la F.E.M. induite dans l'une des branches du transmetteur est en opposition à la F.E.M. engendrée dans la branche correspondante du récepteur et le courant dans la ligne de transmission sera:

$$I = \frac{E_{st}-E_{sr}}{2Z} = 0, \tag{4.4}$$

où Z est l'impédance de la branche de l'une des synchro-machines.

Dans ce cas, il n'y a pas de couple d'interaction du rotor et du flux du stator et les synchro-machines se trouvent au repos.

Pour $\theta \neq 0$, entre les branches correspondantes du transmetteur et du récepteur on voit apparaître des F.E.M. égales à la différence entre la F.E.M. induite dans le transmetteur et celle engendrée dans le récepteur. Désignons ces F.E.M. respectivement par E_1, E_2, E_3. Alors, pour $\theta_{st} \neq \theta_{sr}$ et compte tenu des expressions (4.1) à (4.3), on peut écrire:

$$\left.\begin{aligned} E_1 &= E_{st1} - E_{sr1} = 2E_{max}\sin\left(\theta_{st}-\frac{\theta}{2}\right)\sin\frac{\theta}{2}; \\ E_2 &= E_{st2} - E_{sr2} = 2E_{max}\sin\left(\theta_{st}-120^\circ-\frac{\theta}{2}\right)\sin\frac{\theta}{2}; \\ E_3 &= E_{st3} - E_{sr3} = 2E_{max}\sin\left(\theta_{st}+120^\circ-\frac{\theta}{2}\right)\sin\frac{\theta}{2}. \end{aligned}\right\} \tag{4.5}$$

Si l'on néglige les résistances de la ligne de transmission, on trouve les courants dans les enroulements de synchronisation et

dans la ligne de la façon suivante:

$$\left.\begin{aligned} I_1 &= \frac{E_1}{2Z} = I_{max} \sin\left(\theta_{st} - \frac{\theta}{2}\right) \sin\frac{\theta}{2}; \\ I_2 &= \frac{E_2}{2Z} = I_{max} \sin\left(\theta_{st} - 120^\circ - \frac{\theta}{2}\right) \sin\frac{\theta}{2}; \\ I_3 &= \frac{E_3}{2Z} = I_{max} \sin\left(\theta_{st} + 120^\circ - \frac{\theta}{2}\right) \sin\frac{\theta}{2}, \end{aligned}\right\} \qquad (4.6)$$

où $I_{max} = E_{max}/Z$ est la valeur maximale efficace du courant.

L'interaction des courants, qui traversent les enroulements de synchronisation, et des flux pulsatoires des enroulements d'excitation engendre des couples moteurs dirigés en sens opposés dans le transmetteur et dans le récepteur et tendant à annuler l'angle d'erreur θ.

Les équations (4.6) ne font que confirmer la propriété d'autosynchronisation, vu que les courants dans les enroulements de synchronisation, et donc les couples engendrés par ces courants, s'annulent simultanément pour $\theta = 0$.

Pour trouver la valeur du couple synchronisant des synchromachines fonctionnant en téléindicateurs, utilisons la méthode de deux réactions qui consiste à décomposer la F.M.M. de l'enroulement triphasé en deux composantes suivant l'axe longitudinal d, qui coïncide avec l'axe de l'enroulement d'excitation, et l'axe transversal q perpendiculaire à celui-ci.

Les courants I_1, I_2, I_3 en parcourant les branches des enroulements de synchronisation du transmetteur et du récepteur y engendrent respectivement les F.M.M. F_1, F_2, F_3 dirigées suivant les axes de ces enroulements. La composante longitudinale de la F.M.M. induite dans l'enroulement de synchronisation du transmetteur va s'écrire

$$F_{std} = F_{st1} \cos\theta_{st} + F_{st2} \cos(\theta_{st} - 120^\circ) + \\ + F_{st3} \cos(\theta_{st} + 120^\circ). \qquad (4.7)$$

La composante transversale de la F.M.M. engendrée dans l'enroulement de synchronisation du transmetteur sera:

$$F_{stq} = F_{st1} \sin\theta_{st} + F_{st2} \sin(\theta_{st} - 120^\circ) + \\ + F_{st3} \sin(\theta_{st} + 120^\circ). \qquad (4.8)$$

La F.M.M. produite dans une branche de l'enroulement de synchronisation du transmetteur ou du récepteur et considérée pour les deux pôles (valeur d'amplitude doublée du premier harmonique de l'onde spatiale de la F.M.M.) sera:

$$F = 1{,}8 I\, w k_b, \qquad (4.9)$$

où k_b est le coefficient de bobinage; w est le nombre de spires d'une branche de l'enroulement de synchronisation.

En portant dans les équations des F.M.M. longitudinale et transversale (4.7) et (4.8) les valeurs des F.M.M. de chaque enroulement données par (4.9), et compte tenu de (4.6), on obtient:

$$F_{std} = -\frac{3}{4} F_{max} (1 - \cos\theta); \qquad (4.10)$$

$$F_{stq} = \frac{3}{4} E_{max} \sin\theta, \qquad (4.11)$$

où $F_{max} = 1{,}8\ wk_b I_{max}$.

D'une façon analogue on écrira pour le récepteur:

$$F_{srd} = -\frac{3}{4} F_{max} (1 - \cos\theta); \qquad (4.12)$$

$$F_{srq} = -\frac{3}{4} F_{max} \sin\theta. \qquad (4.13)$$

La composante longitudinale de la F.M.M. engendrée dans l'enroulement de synchronisation aussi bien du transmetteur que du récepteur affaiblit le champ principal de la machine et le signe « moins » figurant aux équations (4.10) et (4.12) en est témoin. L'action démagnétisante exercée par la composante longitudinale est peu importante surtout pour de petits angles de désalignement. Par exemple, pour un angle de désalignement $\theta = 15°$,

$$F_{std} = F_{srd} = -\frac{3}{4} F_{max} (1 - \cos 15°) = -0{,}26\ F_{max},$$

ce qui signifie que la démagnétisation due à la composante longitudinale ne dépasse pas 3 % de F_{max}.

La F.M.M. totale suivant l'axe longitudinal de la synchromachine $F_{\Sigma d}$ est égale à la somme de deux F.M.M.: celle de l'enroulement d'excitation F_{exc} et celle de l'enroulement de synchronisation F_d:

$$F_{\Sigma d} = F_{exc} + F_d. \qquad (4.14)$$

Le flux magnétique engendré suivant l'axe longitudinal

$$\Phi_d = F_{\Sigma d} \Lambda_d, \qquad (4.15)$$

où Λ_d est la perméance suivant l'axe d.

La composante transversale de la F.M.M. engendrée dans l'enroulement de synchronisation aussi bien du transmetteur que du récepteur crée un flux magnétique dû à la réaction transversale

$$\Phi_q = F_q \Lambda_q, \qquad (4.16)$$

où Λ_q est la perméance suivant l'axe q.

Le couple synchronisant des synchro-machines résulte essentiellement de l'interaction du flux Φ_d et des composantes transversales des courants qui parcourent l'enroulement de synchronisation en engendrant la F.M.M. F_q.

On remarquera que les équations des F.M.M. transversales (4.11) et (4.13) sont de signes contraires, ce qui signifie que les cou-

ples synchronisants dans le transmetteur et dans le récepteur sont dirigés en sens inverse. Cela confirme la condition d'autosynchronisation des machines dans les limites d'un tour complet.

La valeur instantanée du couple synchronisant

$$m_{syn} = c\varphi_d f_q = c\,[\Phi_d \sin \omega t F_{max} \sin(\omega t - \psi) \sin\theta] =$$

$$= \frac{1}{2} c\Phi_d F_{max} \cos\psi \sin\theta - \frac{1}{2} c\Phi_d F_{max} \cos(2\omega t - \psi) \sin\theta, \qquad (4.17)$$

où φ_d, f_q sont les valeurs instantanées du flux Φ_d et de la F.M.M. F_q; c, une constante géométrique; ψ, l'angle de décalage dans le temps du vecteur de flux Φ_d par rapport au vecteur de F.M.M. F_{max}.

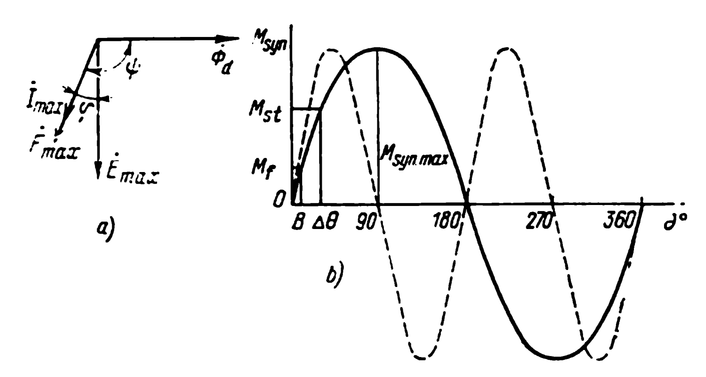


Fig. 4.6. Diagramme vectoriel de l'enroulement de synchronisation d'une synchro-machine (*a*) et courbe de couple synchronisant (*b*).

Sur la fig. 4.6, *a* est représenté le diagramme vectoriel de l'enroulement de synchronisation d'une synchro-machine.

La valeur moyenne du couple synchronisant M_{syn} est donnée par le premier terme du second membre de l'équation (4.17), car la valeur moyenne du deuxième terme, pour une période, est égale à zéro.

En admettant que l'angle de décalage dans le temps ψ, le flux Φ_d et la F.M.M. F_{max} ne dépendent pas de l'angle θ, on peut écrire:

$$M_{syn} = M_{syn.\,max} \sin\theta, \qquad (4.18)$$

où

$$M_{syn.\,max} = \frac{1}{2} c\Phi_d F_{max} \cos\psi. \qquad (4.19)$$

Sur la fig. 4.6,*b* est représentée (en trait plein) la relation entre le couple de synchronisation M_{syn} et l'angle de désalignement θ pour $p = 1$.

De l'équation (4.18) il s'ensuit que la relation $M_{syn} = f(\theta)$ représente une sinusoïde. Dans les machines réelles, la courbe $M_{syn} = f(\theta)$ s'écarte quelque peu de la sinusoïde à cause de la variation

de Φ_d et de ψ avec l'angle θ, surtout si ce dernier est important. Cela s'explique par l'action démagnétisante qu'exerce la composante transversale de la F.M.M. de l'enroulement de synchronisation et par la dépendance qui existe entre les paramètres de l'enroulement de synchronisation et l'angle de rotation. On voit en outre apparaître un couple additionnel dû à l'interaction du flux Φ_q et de la F.M.M. F_d. Il est à remarquer que le couple M_{syn} ne dépend pas de la position angulaire réelle occupée par le transmetteur, n'étant fonction que de l'angle de désalignement.

La courbe de couple synchronisant en fonction de l'angle de désalignement montre que la synchro-machine possède deux points de position alignée ($\theta = 0$; $\theta = 180°$). A ces points, le couple s'annule et la propriété fondamentale — autosynchronisation dans les limites d'un tour complet — des synchro-machines est, semble-t-il, compromise. Mais ces deux positions ne sont pas équivalentes, car l'une d'elles correspond à l'équilibre stable ($\theta = 0$), tandis que l'autre est celle de l'équilibre instable ($\theta = 180°$). Examinons ce phénomène sur l'exemple de deux aimants.

Si l'on place un aimant entre les deux pôles d'un autre, on peut indiquer deux positions pour lesquelles le couple est nul : 1) lorsque les pôles mis face à face sont opposables (équilibre stable) et 2) lorsque ces pôles sont semblables (équilibre instable).

Si le nombre de paires de pôles $p > 1$, le nombre de positions correspondant à l'équilibre stable sera égal à p (par exemple, $\theta = 0$ et $180°$ pour $p = 2$; voir la ligne en pointillé sur la fig. 4,6, *b*) et la transmission du déplacement angulaire n'est plus univoque.

La plus importante des caractéristiques d'une synchro-machine est le couple synchronisant spécifique. On entend par couple synchronisant spécifique le couple synchronisant par degré d'angle de désalignement au début de la caractéristique, or c'est justement la pente de la portion initiale de la caractéristique angulaire :

$$M_{sp} = \left(\frac{\Delta M_{syn}}{\Delta\theta}\right)_{\theta\approx 0} \quad \text{ou} \quad M_{sp} = \left(\frac{dM_{syn}}{d\theta}\right)_{\theta\approx 0} \qquad (4.20)$$

Si le transmetteur et le récepteur sont du même type, le couple spécifique peut être déterminé par la formule

$$M_{sp}\,(\text{N}\cdot\text{m/degré}) = 20{,}8\cdot 10^{-4}\,\frac{E_{max}X_q}{f\,(X_q^2 + R_q^2)}\,, \qquad (4.21)$$

où R_q et X_q sont respectivement la résistance ohmique et l'inductance de l'enroulement de synchronisation suivant l'axe transversal ; f, la fréquence de la tension secteur.

Dans un montage de téléindication, la transmission de l'angle n'est pas exempte d'une erreur angulaire statique. Lors du fonctionnement à vide, l'erreur déterminée par le couple de frottement propre M_f du synchro-récepteur constitue une erreur principale et caractérise l'étendue de la zone morte du récepteur. Dans les limites

de cette zone morte, le rotor du récepteur peut occuper n'importe quelle position, le transmetteur restant immobilisé. L'étendue de cette zone est donnée par le rapport du couple de frottement propre du synchro-récepteur au couple synchronisant spécifique (fig. 4.6, *b*), en degrés:

$$B = M_f/M_{sp} \tag{4.22}$$

et elle est d'autant plus étroite que M_{sp} est plus important.

Le couple synchronisant spécifique des synchro-machines de dimensions différentes varie de 1 à $50 \cdot 10^{-4}$ N·m/degré.

En fonction de la valeur de l'erreur angulaire statique $\Delta\theta$, les synchro-machines utilisées dans les systèmes de téléindication sont divisées en quatre classes de précision. L'erreur angulaire statique des machines appartenant à la classe de précision supérieure ne dépasse pas $\pm 30'$, tandis que pour la classe la moins précise, elle atteint $\pm 90'$.

Indifféremment de la classe de précision, le récepteur donne des erreurs beaucoup plus importantes que celles du transmetteur. L'erreur de celui-ci est déterminée essentiellement par des facteurs technologiques (asymétrie des enroulements, variation de perméance suivant les axes, etc.), alors que l'erreur du récepteur est en outre entachée de couples de frottement dans les paliers et dans l'ensemble de contact balais-bagues, du couple de déséquilibre statique du rotor, des couples de réaction dus aux effets de denture, etc.

Au cours de l'utilisation, la précision de transmission est influencée par les écarts de tension et de fréquence du secteur d'alimentation et par la résistance de la ligne de transmission. La baisse de tension et l'augmentation de fréquence entraînent un affaiblissement de flux d'excitation Φ_d. L'accroissement de la distance qui sépare les synchro-machines et l'augmentation de résistance de la ligne de transmission provoquent une diminution de l'intensité de courant dans les enroulements de synchronisation et de la F.M.M. F_{max}. L'expression (4.19) montre que, dans les deux cas, le couple synchronisant et la précision de transmission diminuent. L'apparition d'un couple résistant de la charge sur l'arbre du récepteur (fig. 4.6, *b*, $M_{st} = M_f + M_{ch}$) se traduit par une brusque diminution de la précision de transmission.

Dans certains cas, les synchro-machines de téléindication fonctionnent en régime de rotation continue. Le couple synchronisant, qui en l'occurrence est appelé dynamique, est fonction de la vitesse de rotation, car la F.E.M. de rotation induite dans les enroulements de synchronisation fait diminuer sa valeur. Le couple synchronisant dynamique $M_{syn.dyn}$ développé par le synchro-récepteur est donné par la formule empirique suivante:

$$M_{syn.dyn} = M_{syn.max} \sin\theta \cos\frac{\omega p}{4f}, \tag{4.23}$$

où ω est la vitesse du rotor du récepteur; $M_{syn.max}$, le couple synchronisant statique maximal.

A des angles de désalignement θ inférieurs à 5° et vitesses allant de 0 à 0,2 de la vitesse de synchronisme correspondant à la fréquence donnée, le couple synchronisant dynamique est pratiquement égal au couple synchronisant statique. L'augmentation ultérieure de la vitesse entraîne une diminution sensible de couple synchronisant dynamique.

Parfois, le déplacement angulaire transmis à distance intéresse plusieurs récepteurs. Par exemple, la position d'un organe de régulation quelconque doit être transmise au pupitre de commande

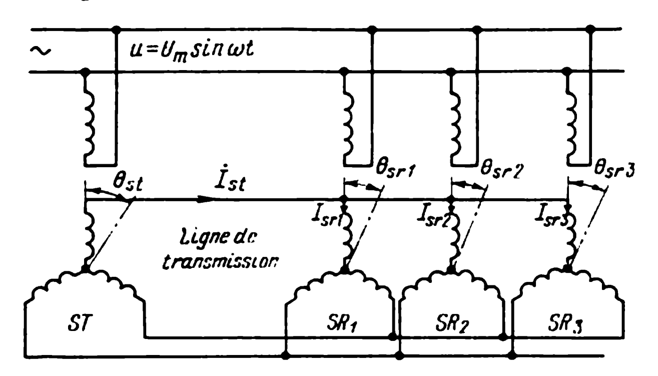


Fig. 4.7. Liaison de téléindication à récepteurs multiples.

principal, aux pupitres d'ajustage locaux, etc. Dans ce cas, un seul synchro-transmetteur est couplé à plusieurs synchro-récepteurs. Un tel régime de fonctionnement est dit à récepteurs multiples (fig. 4.7).

Supposons qu'un transmetteur soit accouplé à n récepteurs du même type. Conformément à (4.19), le couple synchronisant est proportionnel à la F.M.M. F_{max}, qui, à son tour, est proportionnelle au courant dans l'enroulement de synchronisation I_{max}. Etant donné que les récepteurs sont mis en dérivation sur le transmetteur, le couple synchronisant de chaque récepteur sera n fois plus faible que le couple du transmetteur, car

$$I_{sr.max} = I_{st.max}/n.$$

A cause de l'affaiblissement des couples des synchro-récepteurs, la précision de la transmission est sensiblement réduite. Afin de maintenir constant le couple synchronisant des récepteurs, on choisit un synchro-transmetteur n fois plus puissant que les synchro-récepteurs. Dans ce but, l'impédance de l'enroulement de synchronisation du transmetteur z_{st} est n fois inférieure à l'impédance de l'enroulement de synchronisation de chacun des récepteurs z_{sr}. Dans le cas général,

$$M_{sp} = M_{sp.\,un} \frac{2}{1+nk}, \qquad (4.24)$$

où $M_{sp.un}$ est le couple spécifique lors du fonctionnement d'un récepteur unique accouplé à un transmetteur du même type:

$$k = z_{st}/z_{sr}.$$

Pour obtenir une plus grande précision de transmission de la position angulaire, les synchro-récepteurs doivent être identiques de même que leurs couples résistants.

Dans les montages examinés, lorsque l'alimentation des transmetteurs et des récepteurs se fait en phase, le couple développé par le synchro-transmetteur tend à faire revenir son rotor sur sa

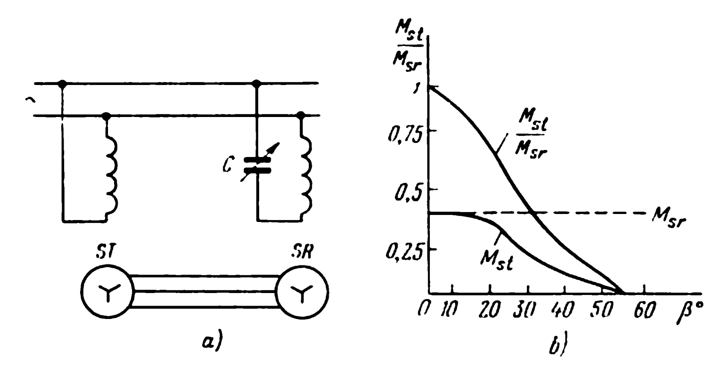


Fig. 4.8. Liaison de téléindication avec compensation du couple du transmetteur.

position initiale. Dans certains dispositifs automatiques, la transmission en synchronisme du déplacement angulaire doit avoir lieu en présence d'un couple synchronisant insignifiant sur l'arbre du synchro-transmetteur. Ainsi, si le rotor du synchro-transmetteur est lié mécaniquement à l'organe capteur d'un appareil, le couple synchronisant du transmetteur met en cause la précision de l'appareil tout entier. Pour compenser ce couple, on insère un condensateur de déphasage C (fig. 4.8, *a*) dans le circuit de l'enroulement d'excitation du synchro-récepteur. De cette façon, les phases des flux magnétiques d'excitation dans ST et SR se trouvent décalées d'un angle β, ce qui affaiblit le couple du transmetteur (fig. 4.8, *b*).

§ 4.4. FONCTIONNEMENT DES SYNCHRO-MACHINES EN SYNCHRO-DÉTECTEURS

Pour transmettre à distance un déplacement angulaire ou une rotation et vaincre un couple résistant important, on utilise une liaison de synchro-détection. Dans ce cas, par la ligne de transmission est véhiculé un signal de faible puissance qui est ensuite amplifié pour mettre en marche un servo-moteur. Celui-ci fait déplacer l'organe respectif du système à asservir en

réduisant de cette façon l'angle de désalignement de synchro-transmetteur par rapport au synchro-récepteur.

Sur la fig. 4.9 est montrée une liaison de synchro-détection. Comme on l'a déjà vu pour la téléindication, l'enroulement d'excitation du synchro-transmetteur branché sur un secteur d'alimentation sert à créer dans le circuit magnétique de la machine un flux magnétique pulsatoire. La ligne de transmission sert à relier strictement phase à phase les enroulements de synchronisation (du transmetteur et du récepteur.

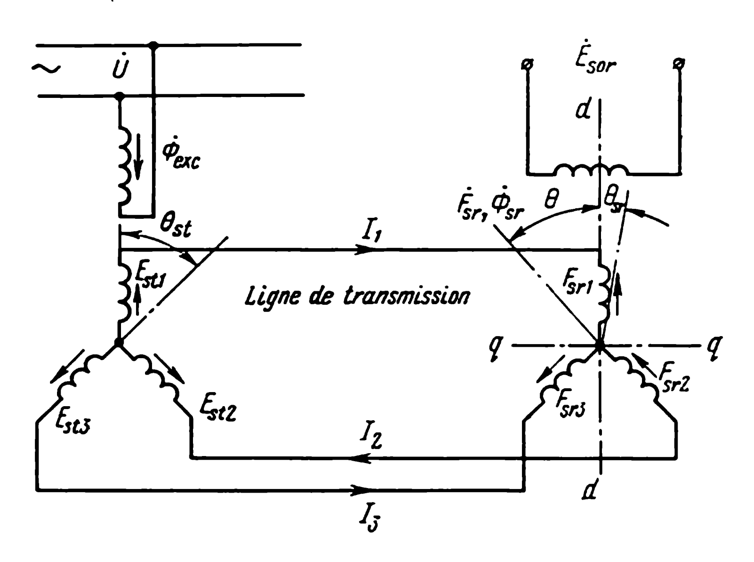


Fig. 4.9. Liaison de synchro-détection.

L'enroulement d'excitation du synchro-récepteur élabore un signal (une tension) qui est fonction de l'angle de désalignement $\theta = \theta_{st} - \theta_{sr}$.

Dans une liaison de synchro-détection, le montage est dit aligné lorsque l'enroulement d'excitation du synchro-récepteur est déjà tourné de 90° par rapport à l'enroulement d'excitation du synchro-transmetteur (sur la fig. 4.9 les synchro-machines occupent une position alignée). L'angle de rotation du rotor du récepteur est lu à partir de cette position.

Le flux magnétique pulsatoire créé par l'enroulement d'excitation du transmetteur $\dot{\Phi}_{exc}$ induit dans les branches de l'enroulement de synchronisation les F.E.M. E_{st1}, E_{st2}, E_{st3} qui peuvent être calculées suivant les formules (4.1). Si l'on néglige la résistance de la ligne de transmission et l'on considère identiques les impédances des deux machines ($Z_{st} = Z_{sr} = Z$), les F.E.M. vont déterminer dans le circuit d'enroulement de synchronisation et dans la

ligne de transmission les courants suivants:

$$\left.\begin{aligned} I_1 &= \frac{E_{max}}{2Z}\cos\theta_{st}; \\ I_2 &= \frac{E_{max}}{2Z}\cos(\theta_{st}-120^\circ); \\ I_3 &= \frac{E_{max}}{2Z}\cos(\theta_{st}+120^\circ). \end{aligned}\right\} \quad (4.25)$$

En traversant les branches de l'enroulement de synchronisation du récepteur, les courants y créent les F.M.M. F_{sr1}, F_{sr2}, F_{sr3} dont les valeurs par paire de pôles sont données par l'expression (4.9).

La F.M.M. résultante peut être trouvée à l'aide de la méthode des deux réactions. Pour ce faire, déterminons les composantes longitudinale F_{srd} et transversale F_{srq} en projetant les F.M.M. F_{sr1}, F_{sr2}, F_{sr3} respectivement sur les axes d et q de la machine lors de la rotation du rotor du récepteur de l'angle θ_{sr} par rapport à la position alignée et du rotor du transmetteur de θ_{st}.

La composante longitudinale sera:

$$E_{srd} = F_{sr1}\cos\theta_{sr} + F_{sr2}\cos(\theta_{sr}-120^\circ) + F_{sr3}\cos(\theta_{sr}+120^\circ),$$

ou

$$F_{srd} = \frac{3}{2}F_{max}\cos\theta, \quad (4.26)$$

où

$$F_{max} = 1{,}8\frac{E_{max}}{2Z}wk_b.$$

D'une façon analogue, on trouve la composante transversale:

$$F_{srq} = -\frac{3}{2}F_{max}\sin\theta. \quad (4.27)$$

La F.M.M. résultante

$$F_{sr} = \sqrt{F_{srd}^2 + F_{srq}^2} = \frac{3}{2}F_{max}. \quad (4.28)$$

Les expressions (4.26) à (4.28) montrent que la F.M.M. résultante de l'enroulement de synchronisation du récepteur représente un vecteur spatial de longueur constante égale à $\frac{3}{2}F_{max}$ qui tourne dans l'espace d'un angle égal à l'angle de désalignement θ.

Le signe « moins » qui précède le second membre de l'équation (4.27) indique que le vecteur de la F.M.M. résultante tourne en sens opposé au mouvement du rotor du transmetteur (fig. 4.9).

La F.M.M. résultante crée le flux magnétique Φ_{sr} dont l'action avec l'enroulement d'excitation du synchro-récepteur y fait induire la F.E.M. de sortie

$$E_{sor} = E_{sor.max}\sin\theta, \quad (4.29)$$

où $E_{sor.max}$ correspond à la mise en coïncidence du vecteur de la F.M.M. résultante et de l'axe de l'enroulement d'excitation du

synchro-récepteur. La phase de la F.E.M. de sortie change d'une façon discrète de 180° tous les 180° de rotation du rotor. La fig. 4.10 montre une courbe représentative de la F.E.M. de sortie E_{sor} du synchro-récepteur en fonction de l'angle de rotation θ.

Pour que la relation $E_{sor} = f(\theta)$ soit sinusoïdale, il faut:

a) que la répartition de l'induction dans l'entrefer de la synchro-machine soit strictement sinusoïdale. Cela s'obtient par un choix convenable des schémas des enroulements du stator et du rotor, des dimensions de l'entrefer, des nombres d'encoches du rotor et du stator, et, enfin, par une technologie de fabrication soignée;

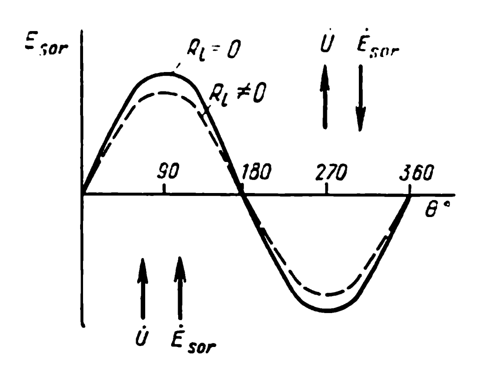


Fig. 4.10. Courbe de la F.E.M. de sortie en synchro-détection.

b) choisir des synchro-machines à pôles non saillants afin de rendre plus facile l'élimination des harmoniques spatiaux d'ordre supérieurs.

En fonction de l'erreur statique de transmission du déplacement angulaire, les synchro-machines utilisées dans les montages de synchro-détection sont groupées en sept classes de précision. L'erreur statique des machines appartenant à la classe de précision supérieure ne dépasse pas ±1′, alors que pour la classe la moins précise elle atteint ±30′. Généralement, on fabrique des synchro-machines dont l'erreur maximale se situe entre ±5′ et ±30′.

Les erreurs maximales admissibles des machines utilisées en synchro-détection sont inférieures à celles des machines de téléindication, ce qui s'explique par le fait qu'en synchro-détection la précision de fonctionnement des machines n'est déterminée que par leur symétrie magnétique et électrique, l'importance des couples parasites appliqués à l'arbre n'y étant pour rien.

Une caractéristique importante des synchro-machines de synchro-détection est constituée par la tension de sortie spécifique U_{sp} pour une impédance de charge donnée Z_{ch}, c.-à-d. la valeur de la tension de sortie U_{sor} par degré d'angle de désalignement au voisinage du zéro. La tension de sortie spécifique caractérise la pente de la caractéristique de sortie à l'origine des coordonnées

$$U_{sp}=\left(\frac{\Delta U_{sor}}{\Delta\theta}\right)_{\theta\approx 0}, \quad \text{ou} \quad U_{sp}=\left(\frac{dU_{sor}}{d\theta}\right)_{\theta=0}, \qquad (4.30)$$

où

$$\dot{U}_{sor}=\dot{E}_{sor}-\dot{I}_{sor}Z_{sor}=\frac{\dot{E}_{sor}}{1+\frac{Z_{sor}}{Z_{ch}}};$$

I_{sor} est le courant qui traverse le circuit de sortie; Z_{sor}, l'impédance de l'enroulement de sortie du récepteur.

La sensibilité et la précision des synchro-machines fonctionnant en synchro-détection sont d'autant plus hautes que plus importante est la tension de sortie spécifique U_{sp}. On peut expliquer ce phénomène de la façon suivante. Les erreurs technologiques et la dispersion des paramètres du transmetteur et du récepteur font apparaître à la sortie du récepteur une tension additionnelle $\Delta\dot{U}_{ad}$, lorsque le système est aligné ($\theta = 0$). Dans le cas général, la tension $\Delta\dot{U}_{ad}$ est constituée par deux composantes: tension d'erreur $\Delta\dot{U}_{er}$ en phase avec la tension de sortie $\dot{U}_{sor}$, et tension rémanente $\Delta U_{rém}$ en quadrature sur celle-ci. La tension d'erreur peut être compensée par la tension de sortie $\dot{U}_{sor}$ en communiquant au rotor du récepteur une rotation supplémentaire d'un angle pour lequel $U_{sor} = -\Delta U_{er}$. Cela signifie que le servo-moteur du système asservi fera tourner l'organe commandé et le rotor du récepteur d'un angle $\theta_{sr} \neq \theta_{st}$, c'est-à-dire on verra apparaître une erreur angulaire

$$\Delta\theta = \frac{\Delta U_{er}}{U_{sp}}.$$

L'accroissement de la distance qui sépare les synchro-machines et l'augmentation de la résistance de la ligne de transmission font diminuer le courant dans les enroulements de synchronisation, E_{sor} et U_{sp} (fig. 4.10). La variation d'impédance de charge dans le circuit de l'enroulement de sortie du synchro-récepteur influe également sur la valeur de U_{sp} (fig. 3.8), car elle fait varier la chute de tension intérieure $I_{sor}Z_{sor}$ et la réaction exercée par l'enroulement de sortie sur le flux Φ_{sr}, bien plus, en présence d'une charge capacitive, la résonance des tensions dans le circuit de sortie n'est pas exclue. En outre, la valeur de U_{sp} est directement proportionnelle à l'amplitude de la tension d'excitation du transmetteur. Pour les synchro-machines modernes, avec $Z_{ch} \gg Z_{sor}$, la tension de sortie spécifique varie de 0,5 à 2 V/degré.

§ 4.5. TÉLÉINDICATION À SYNCHRO-DIFFÉRENTIEL

Dans toute une série de problèmes, la nécessité s'impose d'additionner et de soustraire automatiquement des valeurs angulaires ou d'effectuer des multiplications et des divisions si les angles sont remplacés par les logarithmes d'autres grandeurs. A cette fin, on utilise un synchro-différentiel qui peut fonctionner en récepteur en face de deux transmetteurs ou bien en qualité de second transmetteur.

Sur la fig. 4.11 est schématisée une liaison de téléindication à synchro-récepteur-différentiel *SRD* (le cadre en pointillé). Les enroulements d'excitation des synchro-transmetteurs de téléindi-

cation ST_1 et ST_2 sont branchés sur un secteur monophasé. L'enroulement de synchronisation de ST_1 est relié par l'intermédiaire d'une ligne de transmission à l'enroulement statorique de *SRD*; l'enroulement de synchronisation de ST_2 est connecté à l'enroulement rotorique de *SRD* à travers une autre ligne de transmission.

Supposons que le système occupe la position initiale alignée où $\theta_{st1} = \theta_{st2} = \theta_{sr} = 0$. Sous l'action du flux magnétique pulsatoire créé par l'enroulement d'excitation de ST_1, dans l'enroulement de synchronisation de ce dernier seront induites les F.E.M.

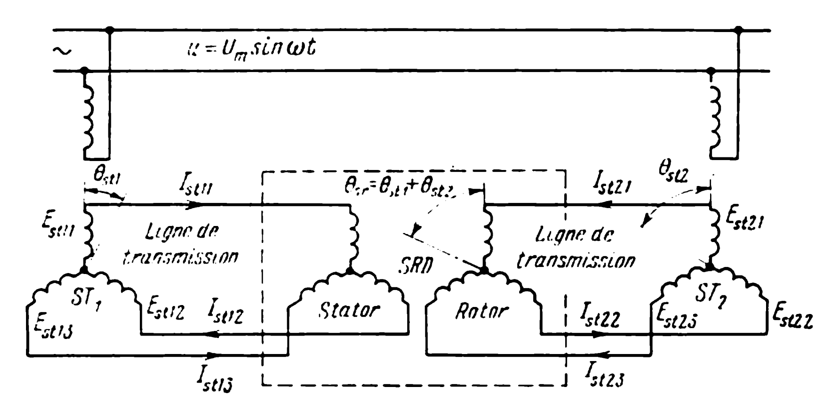


Fig. 4.11. Montage à synchro-différentiel.

E_{st11}, E_{st12}, E_{st13}. De la même façon qu'en régime de synchro-détection, les courants I_{st11}, I_{st12}, I_{st13} apparaissent qui, en traversant les branches de l'enroulement statorique du synchro-différentiel, créeront la F.M.M. résultante du stator $\dot{F}_s$ dirigée, dans ce cas, suivant l'axe de l'enroulement d'excitation de ST_1.

Un processus analogue se déroule dans le transmetteur ST_2 et les courants I_{st21}, I_{st22}, I_{st23} qui traversent les branches de l'enroulement rotorique du synchro-différentiel créeront la F.M.M. résultante $\dot{F}_r$ dirigée suivant l'axe d'excitation de ST_2. Vu qu'on a admis le fait de coïncidence des axes des enroulements d'excitation des ST_1 et ST_2, les directions des F.M.M. $\dot{F}_s$ et $\dot{F}_r$ coïncident elles aussi.

Les F.M.M. $\dot{F}_s$ et $\dot{F}_r$ feront naître dans l'entrefer du synchro-différentiel des flux magnétiques $\dot{\Phi}_s$ et $\dot{\Phi}_r$ dont les directions coïncideront avec celles des F.M.M. susmentionnées. Sur la fig. 4.12, *a* est donné le diagramme spatial des flux $\dot{\Phi}_s$ et $\dot{\Phi}_r$ pour $\theta_{st1} = \theta_{st2} = \theta_{sr} = 0$.

Le couple moteur est proportionnel au produit vectoriel de ces deux flux. Vu le fait que l'angle qu'ils font est nul, le couple engendré

dans le synchro-différentiel le sera aussi et le rotor de la machine restera immobilisé.

Si maintenant l'on fait tourner le rotor du synchro-transmetteur ST_1 d'un angle θ_{st1} dans le sens horaire et le rotor de ST_2 d'un angle θ_{st2} dans le sens antihoraire, les flux résultants $\dot{\Phi}_s$ et $\dot{\Phi}_r$ tourneront, comme en régime de synchro-détection, des mêmes angles en sens opposés: le flux du stator $\dot{\Phi}_s$ tournera de l'angle θ_{st1} et le flux du rotor $\dot{\Phi}_r$ de l'angle θ_{st2}. La position dans l'espace des flux en question est montrée sur la fig. 4.12,*b*.

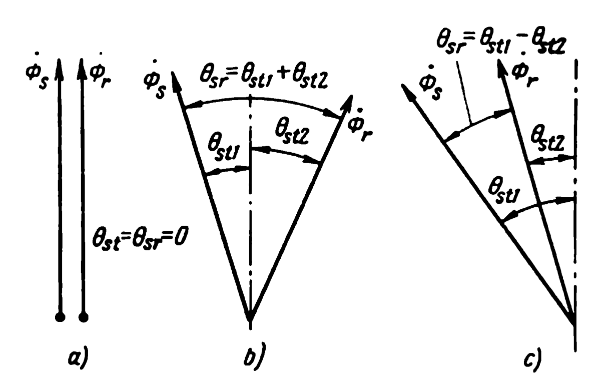


Fig. 4.12. Diagrammes spatiaux des flux magnétiques.

L'interaction des flux $\dot{\Phi}_s$ et $\dot{\Phi}_r$ dans le synchro-différentiel fera naître un couple synchronisant qui fera tourner le rotor de *SRD* d'un angle $\theta_{sr} = \theta_{st1} + \theta_{st2}$. A ce moment, les flux $\dot{\Phi}_s$ et $\dot{\Phi}_r$ seront à nouveau amenés en coïncidence et le couple synchronisant disparaîtra. De cette façon, le rotor du synchro-différentiel réalisera la somme des angles transmis par les synchro-transmetteurs ST_2 et ST_1.

D'une façon analogue, on montre que si les deux synchro-transmetteurs tournent dans le même sens, l'angle de rotation du rotor du synchro-différentiel sera égal à la différence des angles des transmetteurs (fig. 4.12,*c*).

§ 4.6. TÉLEINDICATION À AMPLIFICATION DE COUPLE

Le montage de transmission à distance d'un déplacement angulaire aux organes présentant un couple résistant important à l'aide d'une liaison de synchro-détection se complique par suite de l'emploi des amplificateurs du système asservi. Des micromachines électriques spéciales (synchro-machines — moteurs associés) permettent de réaliser l'amplification du couple sur l'arbre récepteur par rapport au couple sur l'arbre transmetteur directement en régime de téléindication.

La synchro-machine — moteur représente une combinaison d'une synchro-machine à contact ou sans contact et d'un moteur asynchrone à rotor amagnétique cylindrique.

Sur la fig. 4.13 est schématisée la structure d'une synchro-machine à contact combinée avec un moteur. Le rotor amagnétique cylindrique *1* est disposé dans l'alésage qui sépare le stator extérieur *2*, sur lequel se trouve l'enroulement de synchronisation, du stator intérieur *3* qui porte l'enroulement d'excitation de la synchro-machine. Par l'intermédiaire du réducteur décélérométrique *4*,

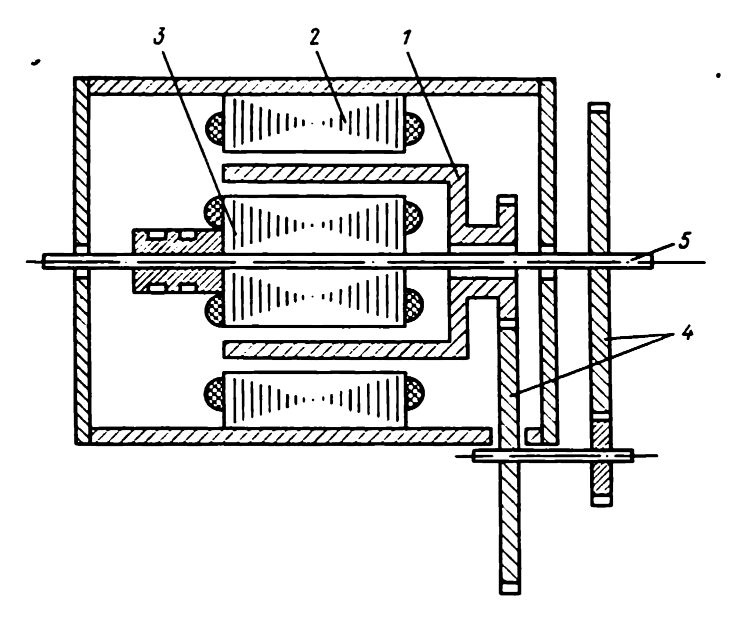


Fig. 4.13. Schéma structural d'une machine combinée: synchro-machine — moteur.

le rotor cylindrique *1* est couplé à l'arbre *5* de la synchro-machine. donc à l'organe à asservir et au stator intérieur.

Le fonctionnement du montage représenté sur la fig. 4.14 s'effectue comme suit. En qualité de transmetteur on utilise un synchro-transmetteur usuel *ST*, tandis que le récepteur *SR* est constitué par une machine combinée: synchro-machine — moteur. Lorsque les machines occupent une position alignée, les flux magnétiques d'excitation et de synchronisation de *SR* sont dirigés suivant l'axe longitudinal. Le champ résultant de la machine combinée est pulsatoire, le rotor cylindrique est immobilisé. Si le synchro-transmetteur reçoit un déplacement angulaire imposé, on verra apparaître dans les synchro-machines un flux magnétique transversal créé par les composantes transversales des F.M.M. des enroulements de synchronisation *2* (voir la liaison de téléindication décrite au

§ 4.3). Dans la machine combinée prendront naissance deux flux magnétiques $\dot{\Phi}_d$ et $\dot{\Phi}_q$ décalés dans l'espace et dans le temps (à cause de la capacité C). Le champ résultant est tournant. Le rotor cylindrique *1* commence à tourner, tout comme dans un moteur asynchrone usuel, en déplaçant ainsi d'un angle donné l'organe à asservir. En même temps, par l'intermédiaire d'un réducteur le stator intérieur *3* de la machine combinée tourne lui aussi, en faisant diminuer le désalignement jusqu'à ce que l'angle de désalignement entre les synchro-machines s'annule vu que le champ résultant de *SR* redevient pulsatoire.

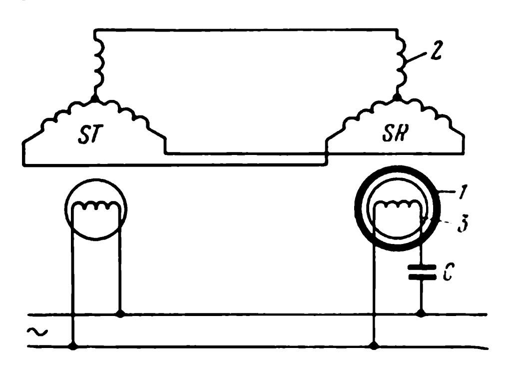


Fig. 4.14. Schéma d'une liaison synchrone à synchro-machine — moteur.

Il est évident que dans une machine combinée on utilise la méthode de régulation spatiale de la vitesse des servo-moteurs asynchrones. Un tel montage permet d'obtenir sur l'arbre de sortie du synchro-récepteur un couple synchronisant spécifique de l'ordre de 1 N·m/degré, qui est nettement supérieur au couple développé par les synchro-machines usuelles. L'amplification du couple a lieu grâce à l'augmentation de la puissance consommée à partir du secteur d'alimentation par l'enroulement d'excitation de la machine combinée.

§ 4.7. CARACTÉRISTIQUES DYNAMIQUES DES SYNCHRO-MACHINES FONCTIONNANT EN TÉLÉINDICATEURS

Lors du fonctionnement en téléindication, le couple résistant sur l'arbre du synchro-récepteur $M_{\text{rés}}$ possède deux composantes: statique M_{st} et dynamique M_{dyn}:

$$M_{\text{rés}} = M_{\text{st}} + M_{\text{dyn}}. \tag{4.31}$$

Le couple résistant statique se compose du couple de frottement propre M_f (couple à vide) et du couple résistant de la charge M_{ch}:

$$M_{\text{st}} = M_f + M_{\text{ch}}. \tag{4.32}$$

La valeur du couple dynamique est déterminée par le moment d'inertie du rotor J et par l'accélération:

$$M_{\mathrm{dyn}}=J\frac{d^2\theta}{dt^2}, \tag{4.33}$$

où θ est l'angle de rotation du rotor du synchro-récepteur.

Si l'angle de rotation du rotor du synchro-transmetteur varie par échelons, le rotor du synchro-récepteur oscille un certain temps autour de la nouvelle position d'équilibre stable. Dans ce régime, l'équation d'équilibre des couples sur l'arbre du synchro-récepteur est, pour $M_{\mathrm{ch}}=0$, de la forme:

$$M_{\mathrm{syn}}=M_{\mathrm{dyn}}+M_{\mathrm{am}}\pm M_{\mathrm{f}}, \tag{4.34}$$

où M_{syn} est le couple synchronisant statique; M_{am}, le couple électromagnétique d'amortissement.

Le signe qui précède le couple de frottement M_{f} dans (4.34) dépend du sens de la vitesse de rotation.

Dans la zone des angles de désalignement faibles ($\sin\theta\approx\theta$), la valeur du couple synchronisant statique peut être déterminée, compte tenu de (4.18) et (4.20), comme suit:

$$M_{\mathrm{syn}}=-M_{\mathrm{sp}}\theta. \tag{4.35}$$

Le signe « moins » dans l'expression (4.35) montre que le couple synchronisant tend toujours à diminuer l'angle de désalignement.

L'amortissement électromagnétique des oscillations se fait à cause de l'induction d'une F.E.M. de rotation dans les enroulements de synchronisation du synchro-récepteur, ce qui fait apparaître des courants additionnels et un couple d'amortissement analogue au couple d'un moteur asynchrone. Toutefois, l'amortissement déterminé par les enroulements de synchronisation est en général insuffisant et pour l'accélérer on munit le rotor d'un enroulement d'amortissement en court-circuit (à l'exception des synchro-machines sans contact à excitation homopolaire). L'axe magnétique de cet enroulement est perpendiculaire à l'axe de l'enroulement d'excitation et, lors des oscillations du rotor, le flux magnétique de l'enroulement de synchronisation induit dans l'enroulement d'amortissement une F.E.M. de rotation, et on voit y apparaître donc des courants dont l'interaction avec le flux qui les a créés engendre un couple d'amortissement. Le couple d'amortissement résultant est proportionnel à la vitesse de rotation du rotor du synchro-récepteur:

$$M_{\mathrm{am}}=D\frac{d\theta}{dt}, \tag{4.36}$$

où D est le facteur d'amortissement dont la valeur et le signe sont fonction des paramètres des synchro-machines.

En portant (4.33), (4.35) et (4.36) dans (4.34), on obtient l'équation des oscillations du rotor du synchro-récepteur:

$$J\frac{d^2\theta}{dt^2}+D\frac{d\theta}{dt}+M_{\mathrm{sp}}\theta=\pm M_{\mathrm{f}}. \tag{4.37}$$

L'expression (4.37) peut être transformée compte tenu de (4.22):

$$\frac{d^2\theta}{dt^2}+2\lambda\frac{d\theta}{dt}+\omega_0^2(\theta\pm B)=0, \qquad (4.38)$$

où B est la zone morte; $\lambda = D/2J$, le coefficient d'amortissement des oscillations; $\omega_0 = \sqrt{M_{sp}/J}$, la fréquence angulaire des oscillations libres du rotor.

Si la zone morte est sensiblement inférieure à l'amplitude initiale θ_0, c'est-à-dire que $B \ll \theta_0$, la solution de l'équation (4.38) prend la forme:

$$t_{am}=\frac{2,3}{\lambda}\lg\left[1+\frac{\theta_0}{2B}(1-\delta)\right], \qquad (4.39)$$

où $\delta = e^{-\pi\frac{\lambda}{\omega_0}}$ est le décrément d'amortissement; t_{am}, le temps d'amortissement des oscillations du rotor du récepteur.

Si l'on néglige le couple de frottement ($M_f = 0$ et $B = 0$), l'équation caractéristique de l'expression (4.38) sera

$$X^2 + 2\lambda X + \omega_0^2 = 0. \qquad (4.40)$$

Les racines de cette équation sont

$$X_{1,2}= -\lambda \pm\sqrt{\lambda^2-\omega_0^2}. \qquad (4.41)$$

En fonction de la relation entre la fréquence angulaire des oscillations libres ω_0 et le coefficient d'amortissement λ, le processus transitoire peut être apériodique si $\lambda > \omega_0$, apériodique critique si $\lambda = \omega_0$ ou oscillatoire si $\lambda < \omega_0$.

Plus grand est le facteur d'amortissement D, plus important sera le coefficient d'amortissement λ. En augmentant l'amortissement, on peut faire passer la synchro-machine du régime oscillatoire en régime apériodique. Si l'amortissement électromagnétique n'est pas suffisamment efficace, on munit l'arbre du synchro-récepteur d'un amortisseur mécanique. Le temps d'amortissement du rotor d'un synchro-récepteur de téléindication, pour un désalignement initial $\theta_0 = 180°$, ne doit pas dépasser 3 s.

§ 4.8. APPLICATIONS DES SYNCHRO-MACHINES

Les synchro-machines utilisées dans les systèmes de transmission synchrone et fonctionnant en régimes ci-avant trouvent un large emploi dans les dispositifs d'automatisme, de télémécanique, etc. En voici quelques exemples d'application des synchro-machines.

Comme il a été déjà indiqué, les synchro-machines de téléindication sont utilisées pour transmettre au pupitre de commande le déplacement angulaire ou linéaire d'un tel ou tel organe.

Sur la fig. 4.15 est représenté le schéma de transmission de la position occupée par la barre de commande d'un réacteur nucléaire. La barre de commande est mécaniquement liée au rotor du synchro-transmetteur ST par l'intermédiaire d'un engrenage à crémaillère

EC qui transforme le déplacement linéaire de la barre en un déplacement angulaire. Le synchro-récepteur *SR* se trouve sur le pupitre de commande du réacteur et l'arbre de son rotor porte une aiguille qui indique la position de la barre. Les synchro-machines sont électriquement accouplées entre elles par l'intermédiaire d'une ligne de transmission. En choisissant convenablement les engrenages, on peut obtenir une haute précision d'indication de la position de la barre.

Dans le montage qui vient d'être décrit, il n'y a qu'un transmetteur lié à un récepteur unique. Parfois, on met en jeu plusieurs

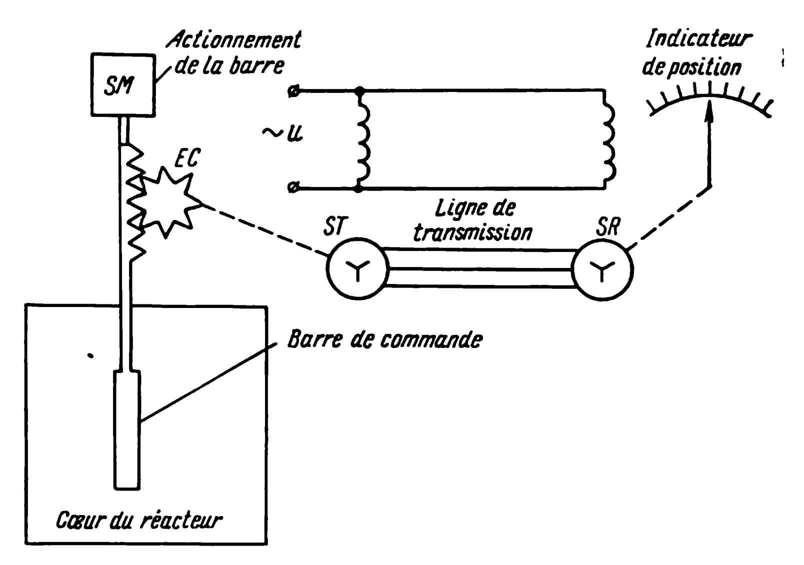


Fig. 4.15. Schéma d'une liaison pour la transmission de la position occupée par la barre de commande d'un réacteur nucléaire.

récepteurs actionnés par un seul transmetteur comme, par exemple, l'indicateur de niveau radio-actif УР-4 (de l'usine « Physpribor ») dont le schéma est donné sur la fig. 4.16.

Ici, le synchro-transmetteur *ST* est accouplé à deux synchro-récepteurs SR_1 et SR_2. Le synchro-récepteur SR_1 est mécaniquement raccordé à la source radio-active, tandis que le rotor du synchro-récepteur SR_2 porte un compteur de particules nucléaires. Lorsque la source radio-active et le compteur se trouvent juste au niveau de partage des deux milieux (niveau à mesurer), aucun signal ne passe par l'amplificateur *A* et le système reste immobilisé. Mais si, par exemple, le niveau à mesurer baisse, le compteur enregistrera une radiation accrue et un signal de phase déterminée sera véhiculé vers l'amplificateur *A*. Le rotor du servo-moteur asynchrone *SM* se met en marche, en faisant tourner le rotor du synchro-transmetteur et en déplaçant en même temps l'aiguille de l'appareil secondaire

qui indique le niveau à mesurer. Les synchro-récepteurs commencent à tourner en synchronisme avec le transmetteur en faisant déplacer la source radio-active et le compteur au rythme de la variation du niveau à mesurer. Le mouvement (asservissement) sera poursuivi jusqu'à ce que la ligne source — compteur atteigne de nouveau la ligne de partage entre les deux milieux. Le niveau à mesurer sera indiqué par l'aiguille de l'appareil secondaire.

Il n'est pas rare que le transmetteur et le récepteur des synchromachines de téléindication tournent en permanence. Comme exemple

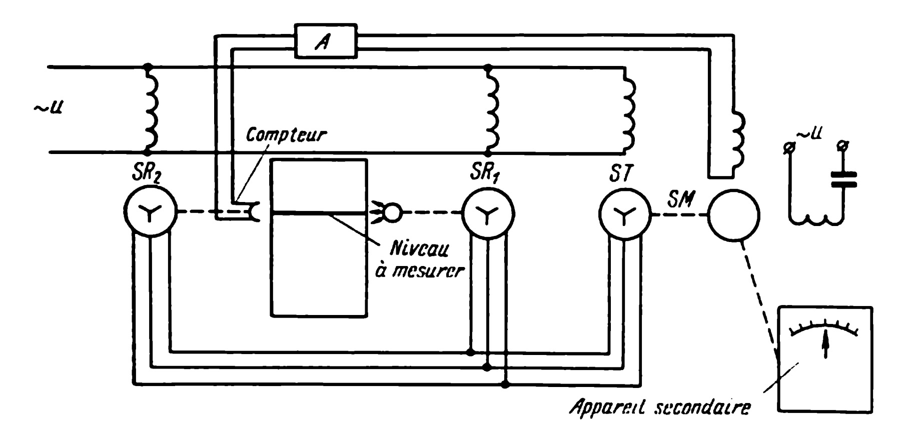


Fig. 4.16. Schéma d'un indicateur de niveau radio-actif УР-4.

on peut citer le montage de transmission de l'angle de cap qui arrive de l'antenne au dispositif d'indication d'un poste radar.

Un tel montage est représenté sur la fig. 4.17.

L'arbre de l'antenne *A* est mis en rotation par le servo-moteur *SM* et est accouplé au rotor du synchro-transmetteur *ST* par l'intermédiaire du réducteur accélérométrique *Réd. 1* dont le rapport de réduction $i = 30$.

Le rotor du synchro-récepteur *SR* est accouplé, par l'intermédiaire du réducteur décélérométrique *Réd. 2* à rapport de réduction $i = 30$, au mécanisme de rotation de la bobine de balayage *MRB* (la bobine est désignée par *BB*). Les enroulements d'excitation des synchro-machines sont branchés sur un secteur alternatif de 115 V, 427 Hz.

Le synchro-récepteur tourne en synchronisme et en phase avec le synchro-transmetteur en assurant ainsi la rotation de la base de balayage sur l'écran de l'indicateur en synchronisme et en phase avec l'antenne du radar.

Examinons le cas idéal où le rendement des réducteurs est égal à l'unité, alors que l'erreur de transmission du déplacement angulaire est nulle.

L'utilisation d'un réducteur accélérométrique dans l'antenne et d'un réducteur décélérométrique dans l'indicateur réduit de i fois (dans notre cas de 30 fois) le couple résistant créé par le mécanisme de rotation de la bobine *MRB* sur l'arbre du rotor du synchro-récepteur. En même temps, l'erreur de transmission de l'angle de cap due au couple résistant de *MRB* est diminuée de i^2 fois. Cela

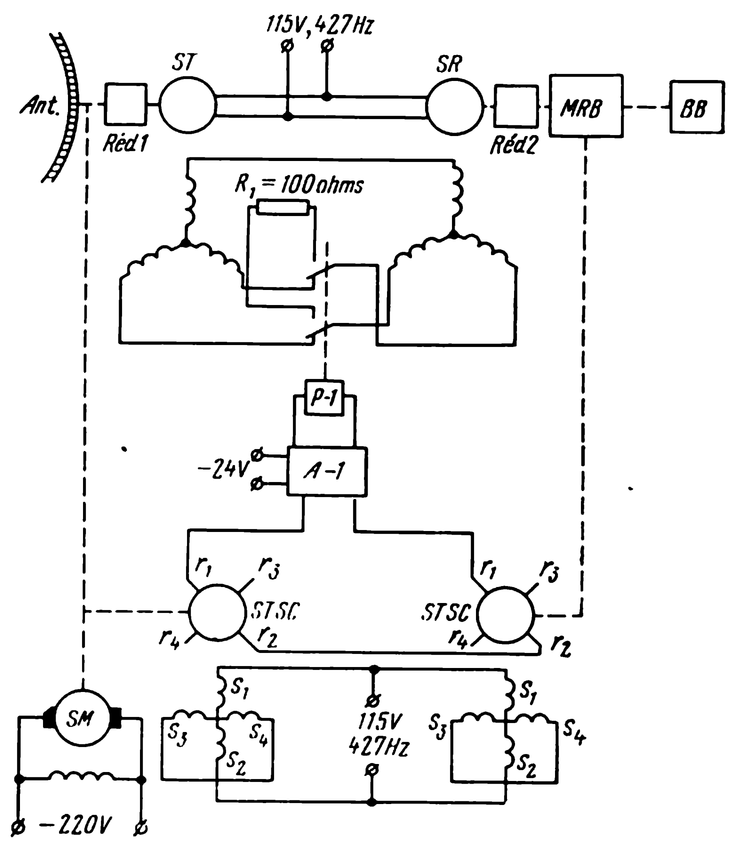


Fig. 4.17. Schéma d'un dispositif de transmission de l'angle de cap d'un poste radar.

s'explique par le fait que l'erreur de *SR* engendrée par le couple susmentionné est réduite de i fois et autant de fois est diminuée l'erreur de position du rotor de *SR* ramenée à l'arbre de l'antenne.

Mais une telle transmission fait perdre la propriété d'autosynchronisation du système. Admettons que le synchro-transmetteur *ST* soit désaligné par rapport au synchro-récepteur *SR* (par suite de la coupure de l'alimentation, par exemple). Lorsque l'alimentation se rétablit, l'arbre de *MRB* peut occuper une des positions stables lorsque le couple du synchro-récepteur est nul. Pour les

rapports de réduction adoptés, à une position déterminée de l'antenne A peuvent correspondre 30 positions stables de la bobine de balayage différant entre elles des angles multiples de 12°, car à chaque déplacement angulaire de 12° de la bobine de balayage BB, le rotor du synchro-récepteur réalise un tour complet (360°) pour revenir à nouveau sur la position d'équilibre stable par rapport au synchro-transmetteur. Pour assurer l'autosynchronisation, on utilise un circuit d'autosynchronisation automatique comprenant deux synchro-trigonomètres sinus-cosinus $STSC$ (voir chapitre V), un relais P-1 et un amplificateur à relai A-1, les $STSC$ étant liés mécaniquement : l'un à l'antenne et l'autre, à la bobine de balayage.

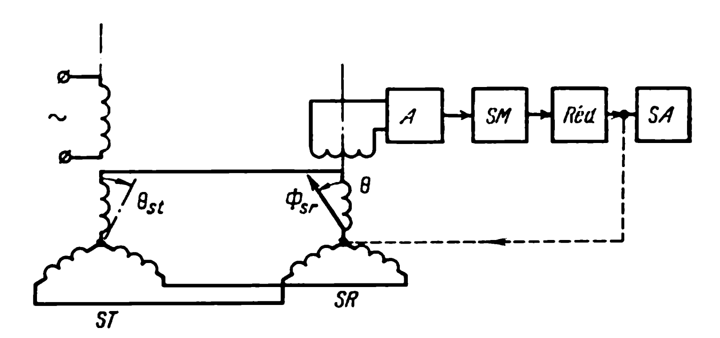


Fig. 4.18. Schéma d'un système asservi de faible puissance.

Les enroulements statoriques s_1s_2 de $STSC$ sont branchés sur un secteur alternatif de 115 V, 427 Hz ; les enroulements s_3s_4 sont mis en court-circuit pour équilibrer $STSC$. Les enroulements rotoriques r_1r_2 forment un montage comparateur de signaux. Prélevée sur ces enroulements, la tension est appliquée à l'amplificateur à relais A-1 dont la charge est constituée par le relais P-1.

Si l'antenne et la bobine de balayage tournent en synchronisme et en phase, le signal à la sortie des enroulements rotoriques de $STSC$ est voisin de zéro et le relais est désexcité. Lorsque la rotation se fait en présence d'un angle de désalignement $\theta \geqslant \pm 5°$, il apparaît un signal d'erreur, le relais P-1 se met en action et l'enroulement de synchronisation du synchro-récepteur se ferme sur la résistance $R_1 = 100$ ohms (pour assurer un arrêt rapide). Le synchro-récepteur restera au repos jusqu'au moment où l'antenne arrive dans le secteur correspondant. Lorsque l'axe du diagramme de rayonnement de l'antenne coïncidera en phase avec la ligne de balayage du signal, le relais P-1 sera privé d'alimentation, ses contacts retomberont, les enroulements de synchronisation des synchro-machines seront connectés et le synchro-récepteur recommencera à tourner la bobine de balayage en synchronisme et en phase avec l'antenne.

Dans différents dispositifs d'automatisme, il est souvent nécessaire d'assurer un couple assez important sur l'arbre commandé,

le couple sur l'arbre de commande restant insignifiant. Dans de tels systèmes on fait appel aux synchro-machines de synchro-détection.

Sur la fig. 4.18 est représenté le schéma synoptique d'un système asservi utilisant des synchro-machines de synchro-détection. La tension de sortie du synchro-récepteur *SR* est canalisée à travers l'amplificateur *A* vers le servo-moteur *SM* qui fait tourner l'organe commandé du système à asservir *SA* et en même temps le rotor du synchro-récepteur d'un angle imposé par le transmetteur. Après la rotation de *SA* et du rotor du récepteur d'un angle $\theta_{sr} = \theta_{st}$, le flux magnétique du synchro-récepteur Φ_{sr} devient à nouveau perpendiculaire à l'axe de l'enroulement de sortie, la tension de sortie s'annulera et le système prendra une nouvelle position d'équilibre stable.

CINQUIÈME CHAPITRE

SYNCHRO-TRIGONOMÈTRES

§ 5.1. GÉNÉRALITÉS ET CLASSIFICATION

On appelle **s y n c h r o - t r i g o n o m è t r e s** les micromachines électriques à courant alternatif destinées à transformer l'angle de rotation θ en une tension proportionnelle à de certaines fonctions angulaires (par exemple, $\sin \theta$ ou $\cos \theta$) ou à la position angulaire θ du rotor lui-même. On les utilise dans les calculateurs pour réaliser diverses opérations mathématiques. La plus grande diffusion ont reçu les synchro-trigonomètres associés à des automatismes et destinés à resoudre les problèmes géométriques et trigonométriques tels que la construction de triangles, la transformation de coordonnées, la décomposition et la construction de vecteurs. Dans les systèmes de régulation automatique les synchro-trigonomètres sont utilisés en tant que détecteurs d'erreur fixant l'écart entre le fonctionnement réel du système et la position désirée.

En fonction des schémas de couplage des enroulements on distingue plusieurs régimes de fonctionnement des synchro-trigonomètres et ces derniers peuvent donc être classés comme suit:

1) synchro-trigonomètres sinus-cosinus appelés couramment résolveurs, dans lesquels la tension de sortie de l'un des enroulements est proportionnelle au sinus de l'angle du rotor, et celle de l'autre enroulement au cosinus de l'angle du rotor;

2) synchro-trigonomètres transmetteurs de coordonnées dans lesquels, après l'application aux bornes des deux enroulements statoriques de tensions proportionnelles aux composantes du vecteur en coordonnées rectangulaires (aux côtés d'un triangle rectangle), la tension de sortie est proportionnelle au module du vecteur (à l'hypoténuse) et la position angulaire du rotor à l'argument du vecteur (à l'angle formé par le côté et l'hypoténuse du triangle);

3) synchro-trigonomètres linéaires dont la tension de sortie est proportionnelle à la position angulaire du rotor. Ce sont principalement les synchro-trigonomètres sinus-cosinus à rapport de transformation 0,565;

4) synchro-trigonomètres adaptateurs d'échelles dont la tension de sortie est proportionnelle à celle d'entrée et le coefficient de proportionnalité (échelle) est déterminé par la position angulaire du rotor.

Les exigences principales auxquelles doivent répondre les synchro-trigonomètres sont:

1) erreur d'amplitude minimale de reproduction de la fonction donnée;

2) erreur de phase minimale correspondant à la variation de phase de la tension de sortie en fonction de l'angle de rotation ou de la charge;

3) vitesse du rotor admissible élevée.

En fonction des conditions d'emploi, les exigences citées au § I.2 peuvent également être imposées aux synchro-trigonomètres.

§ 5.2. CONSTRUCTION DES SYNCHRO-TRIGONOMÈTRES

De par leur construction et la présence d'un contact glissant, les synchro-trigonomètres peuvent être à contact ou sans contact.

Le synchro-trigonomètre se compose de deux éléments principaux: élément fixe — le stator *1* et élément mobile — le rotor *2*

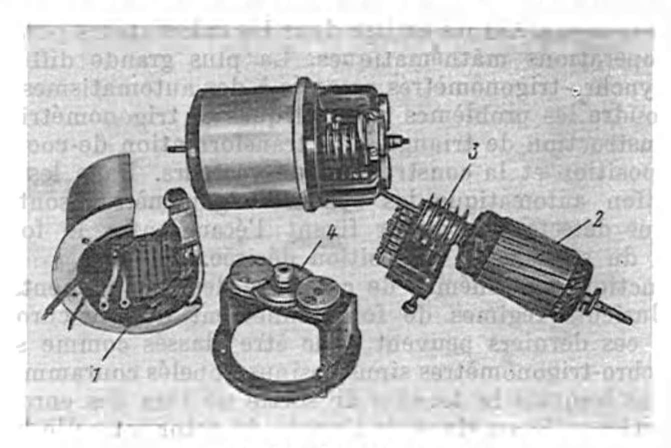


Fig. 5.1. Synchro-trigonomètre:
1 — stator; *2* — rotor; *3* — prise de courant spéciale; *4* — dispositif de retenue.

(fig. 5.1). Les armatures du stator et du rotor sont constituées par un empilage de tôles d'acier magnétique ou en permalloy, matériau à réluctance faible. Les tôles sont isolées l'une de l'autre à l'aide d'un vernis.

Le choix du matériau dépend de la destination du synchro-trigonomètre et de la place qu'il occupe dans le schéma de montage. Les machines fonctionnant en amont du schéma et alimentées donc directement sur secteur à tension constante peuvent avoir un circuit magnétique du stator et du rotor fait en acier magnétique. Le circuit magnétique des machines placées au milieu ou en aval du schéma sont en permalloy car leurs tensions d'entrée sont sujettes à des variations dans de larges limites.

La variation de tension exerce une influence sur le taux de saturation du circuit magnétique et donc sur la valeur de la réluctance et les paramètres de la machine. Afin de s'affranchir des variations des paramètres de la machine et des erreurs de transformation qui y sont inhérentes, la réluctance du circuit magnétique sera nettement inférieure, à celle de l'entrefer, quel que soit le régime de fonctionnement. Cette condition est donc remplie avec l'emploi de permalloy.

Dans chaque encoche du stator et du rotor sont logés deux enroulements répartis décalés l'un par rapport à l'autre de 90° électriques. La position spatiale des enroulements est montrée sur la fig. 5.2: s_1s_2 est l'enroulement principal du stator; s_3s_4, l'enroulement statorique auxiliaire (en quadrature); r_1r_2 et r_3r_4, les enroulements sinus et cosinus du rotor. Les enroulements statoriques sont ordinairement d'un même aspect, c'est-à-dire à nombre de spires, à section du fil de bobinage et à schéma de couplage identiques. Les enroulements rotoriques le sont aussi. La lecture de l'angle de rotation du rotor θ est faite à partir de l'axe de l'enroulement sinus à l'enroulement auxiliaire du stator.

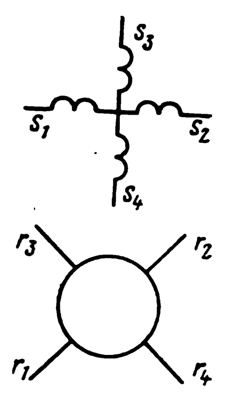


Fig. 5.2. Disposition des enroulements d'un synchro-trigonomètre.

Les extrémités des enroulements statoriques sont directement reliées aux boîtes de raccordement, celles des enroulements rotoriques sont connectées à une prise spéciale: quatre bagues collectrices à balais.

Dans les synchro-trigonomètres sans contact la tension aux bornes des enroulements rotoriques peut être recueillie par les deux procédés suivants:

1) à l'aide d'un ressort en spirale;

2) au moyen de transformateurs annulaires de passage (tout comme dans les synchro-machines sans contact, cf. § 4.2).

Dans le premier cas, l'angle de rotation du rotor est limité par 1,8 et 2 tours, dans le second, il n'est pas limité. L'élimination des contacts glissants permet d'améliorer la fiabilité et la précision des synchro-trigonomètres.

Il existe des montages inverses de ces machines dans lesquels les enroulements sinus et cosinus sont montés sur le stator, l'enroulement auxiliaire est court-circuité et les extrémités de l'enroulement principal sont sorties sur deux contacts glissants ou sur un transformateur annulaire.

La construction des synchro-trigonomètres et leur technologie doivent permettre, pendant la rotation du rotor, la variation d'inductance entre les enroulements statoriques et rotoriques suivant la loi la plus rapprochée de la sinusoïde idéale. Dans la plupart des cas, les erreurs admissibles ne doivent pas être supérieures à 0,01 %, c'est-à-dire les ordonnées de la courbe réelle représentative

de la variation d'inductance mutuelle en fonction de la position angulaire du rotor ne doivent pas différer en n'importe quel point de la courbe des ordonnées de la sinusoïde idéale de plus de 0,0001 de sa valeur d'amplitude.

Les synchro-trigonomètres sont, en général, les machines bipolaires. Toutefois, dans les systèmes de télétransmission des angles de grande précision on emploie également des montages multipolaires. La précision de transformation d'un angle en tension de ces synchro-trigonomètres peut être plus élevée car l'influence des erreurs de construction devient moindre à cause du moyennage des F.E.M. induites sous tous les $2p$ pôles.

Dans les lignes qui suivront, le principe de fonctionnement des synchro-trigonomètres sera examiné sur l'exemple des machines bipolaires. Les résultats obtenus restent valables pour les synchro-trigonomètres multipolaires, si les caractéristiques sont considérées en fonction d'un angle exprimé en degrés électriques $\theta_é = p\theta$.

Les synchro-trigonomètres de tous les types sont fabriqués pour une fréquence nominale non inférieure à 400 Hz.

§ 5.3. SYNCHRO-TRIGONOMETRES SINUS-COSINUS

Examinons le principe de fonctionnement des synchro-trigonomètres sur l'exemple de l'obtention d'une fonction sinusoïdale de la position angulaire du rotor (synchro-trigonomètre sinus). En ce régime, l'enroulement principal statorique s_1s_2 est relié à une source de tension alternative $\dot{U}_1$ constante (fig. 5.3,*a*). L'enroulement rotorique r_1r_2 est branché sur une charge extérieure dont l'impédance $Z_{ch1} = R_{ch1} + jX_{ch1}$. L'enroulement auxiliaire s_3s_4 et l'enroulement rotorique r_3r_4 sont déconnectés et ne prennent donc aucune part au fonctionnement du synchro-trigonomètre (ils ne sont pas montrés sur la fig. 5.3).

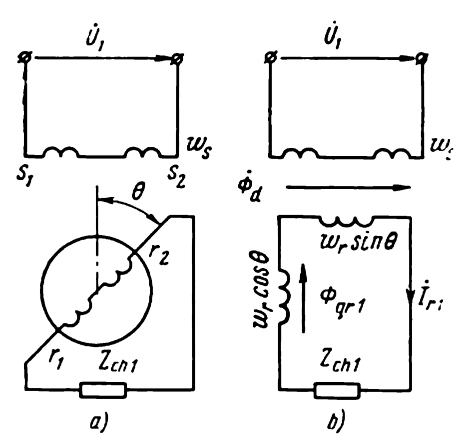


Fig. 5.3. Schémas d'un synchro-trigonomètre sinus:
a — de principe; *b* — équivalent.

Supposons que la construction et la technologie de la machine assurent une allure sinusoïdale parfaite de la variation d'inductance mutuelle M entre les enroulements s_1s_2 et r_1r_2 en fonction de la position angulaire θ du rotor. On a alors

$$M = M_{max} \sin\theta, \qquad (5.1)$$

où M_{max} est l'inductance mutuelle maximale correspondant à la coïncidence des axes des enroulements s_1s_2 et r_1r_2.

Vu que l'inductance mutuelle maximale est proportionnelle au produit des nombres de spires des bobines couplées par induction. l'équation (5.1) peut être transformée comme suit

$$M = \Lambda w_s w_r \sin \theta, \tag{5.2}$$

où Λ est la perméance dont la valeur ne dépend pas de la position angulaire du rotor à cause de l'uniformité de l'entrefer; w_s, w_r, les nombres efficaces de spires des enroulements statorique et rotorique respectivement.

Compte tenu de (5.2) on peut affirmer que le caractère de la variation d'inductance mutuelle M restera inchangé si l'on considère le nombre de spires de l'enroulement r_1r_2 (fig. 5.4) comme une somme géométrique des « spires longitudinales » $w_r \sin \theta$ dont l'axe coïncide avec l'axe de l'enroulement s_1s_2 et des « spires transversales » $w_r \sin \theta$ dont l'axe est perpendiculaire à l'axe de l'enroulement s_1s_2. Cela permet de remplacer le schéma de la fig. 5.3,*a* par un schéma équivalent (voir la fig. 5.3,*b*).

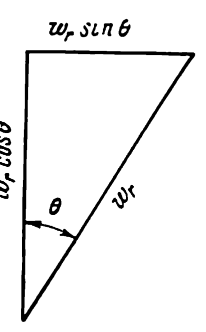


Fig. 5.4. Décomposition de l'enroulement rotorique en spires longitudinales et transversales.

Examinons deux cas de fonctionnement d'un tel synchro-trigonomètre.

1. *Fonctionnement du synchro-trigonomètre en marche à vide* ($Z_{ch1} = \infty$; $I_{r1} = 0$). La F.E.M. $\dot{E}_{r1}$ qui apparaît dans l'enroulement r_1r_2 du rotor n'est déterminée que par le flux d'induction mutuelle entre l'enroulement s_1s_2 et les spires longitudinales $w_r \sin \theta$, c'est-à-dire par le flux longitudinal $\dot{\Phi}_d$. On peut alors écrire

$$\frac{E_{r1}}{E_{s1}} = \frac{w_r \sin \theta}{w_s} = k_{tr} \sin \theta, \tag{5.3}$$

où E_{s1} est la F.E.M. induite dans l'enroulement statorique principal ($E_{s1} \approx U_1$); $k_{tr} = w_r/w_s$, le rapport de transformation. D'où vient que

$$\dot{E}_{r1} = k_{tr} \dot{E}_{s1} \sin \theta, \tag{5.4}$$

c'est-à-dire lorsque le synchro-trigonomètre fonctionne à vide la F.E.M. produite par l'enroulement rotorique r_1r_2 du schéma examiné est une fonction sinusoïdale de la position angulaire θ du rotor.

2. *Fonctionnement du synchro-trigonomètre en charge* ($Z_{ch1} \neq \infty$, $I_{r1} \neq 0$). Le flux longitudinal $\dot{\Phi}_d$ est produit par l'action conjointe de la F.M.M. induite dans l'enroulement statorique s_1s_2 et de la F.M.M. dans les spires longitudinales $w_r \sin \theta$ et est approximativemest égal au flux au régime à vide. La F.E.M. d'induction mutuelle induite par ce flux dans les spires longitudinales du rotor se détermine de façon analogue à celle du fonctionnement à vide

$$\dot{E}_{r1M} = k_{tr} \dot{E}_{s1} \sin \theta. \tag{5.5}$$

Le courant $\dot{I}_{r1}$ qui parcourt les spires transversales $w_r \cos\theta$ crée un flux transversal $\dot{\Phi}_{qr1}$ qui, étant indépendant de l'enroulement s_1s_2, ne peut donc pas être compensé par l'augmentation de courant dans cet enroulement. Le flux $\dot{\Phi}_{qr1}$ induit dans les spires transversales une F.E.M. d'auto-induction

$$\dot{E}_{r1L} = -j\omega_1 L \dot{I}_{r1}, \tag{5.6}$$

où ω_1 est la fréquence angulaire de la tension du secteur d'alimentation; L, l'inductance proportionnelle au carré du nombre de spires et à la perméance Λ:

$$L = (w_r \cos\theta)^2 \Lambda. \tag{5.7}$$

La F.E.M. totale induite dans l'enroulement r_1r_2 représente la somme des F.E.M. d'induction mutuelle et d'auto-induction:

$$\dot{E}_{r1} = \dot{E}_{r1M} + \dot{E}_{r1L} = k_{tr}\dot{E}_{s1} \sin\theta - j_1\omega_1\dot{I}_{r1}(w_r \cos\theta)^2 \Lambda. \tag{5.8}$$

Le courant du rotor

$$\dot{I}_{r1} = \frac{\dot{E}_{r1}}{Z_{ch1} + Z_{r1}}, \tag{5.9}$$

où $Z_{r1} = R_{r1} + jX_{r1}$ est l'impédance de l'enroulement r_1r_2.
De (5.8) compte tenu de (5.9) il s'ensuit

$$\dot{E}_{r1} = \frac{k_{tr}\dot{E}_{s1} \sin\theta}{1 + \dot{b}\cos^2\theta}, \tag{5.10}$$

où le facteur complexe est

$$\dot{b} = j\frac{\omega_1 w_r^2 \Lambda}{Z_{ch1} + Z_{r1}} = j\frac{\omega_1 w_r^2 \Lambda}{(R_{ch1} + R_{r1}) + j(X_{ch1} + X_{r1})}. \tag{5.11}$$

De (5.10) il s'ensuit que lorsque le synchro-trigonomètre est mis en charge on enregistre une déformation du caractère sinusoïdal de la variation de $\dot{E}_{r1}$ en fonction de l'angle θ car dans le dénominateur on a $\dot{b}\cos^2\theta$. Physiquement, cette déformation est conditionnée par l'apparition, pendant la mise en charge, du flux transversal Φ_{qr1}, c'est-à-dire par la réaction de rotor transversale. Afin de minimiser la déformation il faut diminuer la valeur du facteur $\dot{b}$, ce qui ne peut être atteint qu'à des résistances de charge de grande valeur.

L'erreur relative est déterminée comme différence entre l'équation de la sinusoïde idéale d'une amplitude de $k_{tr}E_{s1}$ et l'expression (5.10) rapportée à l'amplitude de la sinusoïde idéale

$$\Delta\dot{E}_r = \frac{k_{tr}\dot{E}_{s1}\sin\theta - \dfrac{k_{tr}\dot{E}_{s1}\sin\theta}{1 + \dot{b}\cos^2\theta}}{k_{tr}\dot{E}_{s1}} = \frac{\dot{b}\cos^2\theta \sin\theta}{1 + \dot{b}\cos^2\theta}. \tag{5.12}$$

La recherche du maximum de l'expression (5.12) montre que l'angle pour lequel l'erreur atteint sa valeur maximale est

$$\theta_{max} = 35°16;\ 144°44;\ 215°16\ \ldots$$

La partie réelle du nombre complexe $\Delta\dot{E}_r$ est prise pour erreur d'amplitude et la partie imaginaire pour erreur de phase dont est l'objet le synchro-trigonomètre.

La courbe de déformation de l'amplitude de tension de sortie d'un synchro-trigonomètre en fonction de la réaction de rotor transversale est montrée sur la fig. 5.5, où la courbe *1* est la sinusoïde idéale, les courbes *2* et *3*, les caractéristiques de sortie d'un synchro-trigonomètre déterminées d'après (5.10) pour les valeurs de $\dot{b}$ égales respectivement à 0,25 et 1. Les courbes *4* et *5* représentent la variation d'erreur d'amplitude ΔE_r en fonction de la position angulaire du rotor pour des valeurs de $\dot{b}$ données et correspondent à l'expression (5.12). Graphiquement, la courbe *4* se présente comme la différence des courbes *1* et *2*, et la courbe *5* comme celle de *1* et *3*.

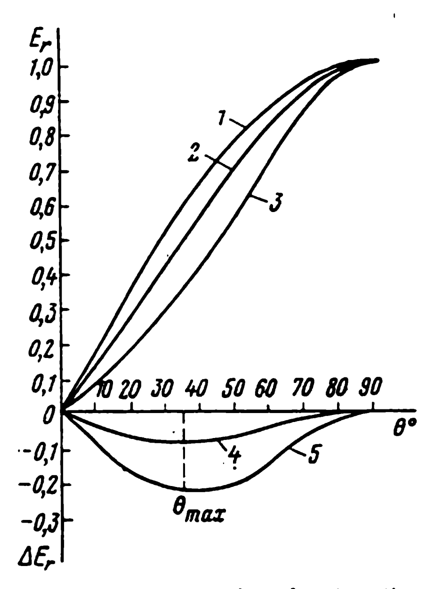


Fig. 5.5. Erreur d'amplitude d'un synchro-trigonomètre sinus en charge.

Les erreurs de phase sont conditionnées par le caractère à la fois ohmique et inductif des résistances des enroulements du synchro-trigonomètre et par la réaction de rotor transversale. Le critère mathématique de la présence d'une erreur de phase s'explique par la nature complexe du facteur $\dot{b}$ dans les expressions (5.12) et (5.10). L'examen de l'expression (5.11) montre qu'à la variation de la valeur et du caractère de la charge (relation entre R_{ch1} et X_{ch1}) et à celle de la position angulaire du rotor, l'argument du nombre complexe du dénominateur dans (5.10) varie lui aussi. Par conséquent, le déphasage entre les vecteurs E_{r1} et E_{s1} varie également, c'est-à-dire il y a erreur de phase. De (5.11) il résulte aussi que pour diminuer l'erreur de phase il faut augmenter la part de l'inductance $(X_{ch1} + X_{r1})$ dans l'impédance du circuit rotorique $(Z_{ch1} + Z_{r1})$, car ceci provoque une brusque décroissance de l'argument du nombre complexe $\dot{b}$. L'erreur de phase minimale correspond à une charge purement inductive ou purement capacitive, mais l'erreur d'amplitude atteint alors sa valeur maximale.

On peut raisonner de façon analogue sur le cas où l'enroulement rotorique r_3r_4 sert d'enroulement de travail, l'enroulement r_1r_2 étant déconnecté. Dans ces conditions, l'inductance mutuelle entre les enroulements s_1s_2 et r_3r_4 suit une loi cosinusoïdale et la machine se transforme en synchro-trigonomètre cosinus pour lequel la F.E.M. induite dans le rotor en marche à vide est

$$\dot{E}_{r2} = k_{tr}\dot{E}_{s1}\cos\theta \tag{5.13}$$

et, en cas de fonctionnement en charge, elle est

$$\dot{E}_{r2} = \frac{k_{tr}\dot{E}_{s1}\cos\theta}{1+\dot{b}\sin^2\theta}. \tag{5.14}$$

Vu le fait que la tension de sortie des synchro-trigonomètres doit strictement suivre les lois sinusoïdale et cosinusoïdale de l'angle de rotation du rotor, on est amené à réaliser ce qu'on appelle équilibrage, c'est-à-dire l'élimination de l'erreur due à la réaction de rotor transversale par la méthode de compensation de celle-ci. L'équilibrage des synchro-trigonomètres est aussi un remède radical pour diminuer l'erreur de phase.

§ 5.4. ÉQUILIBRAGE DES SYNCHRO-TRIGONOMÈTRES

L'équilibrage des synchro-trigonomètres se réalise soit du côté stator (équilibrage primaire), soit du côté rotor (équilibrage secondaire).

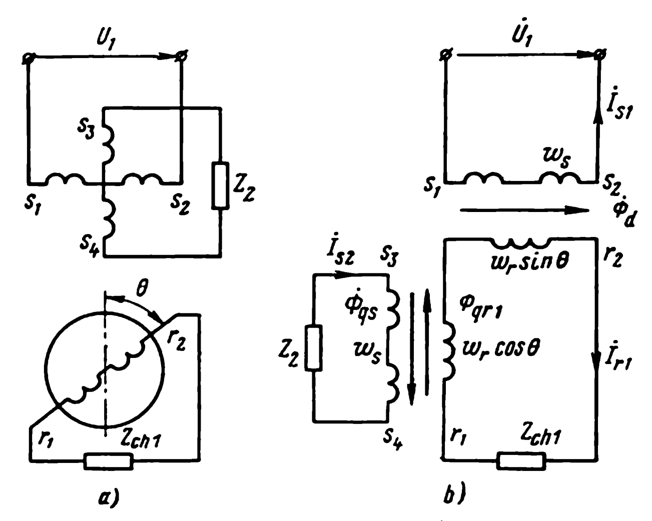
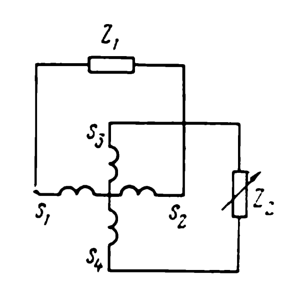


Fig. 5.6. Schémas d'un synchro-trigonomètre sinus à équilibrage primaire: *a* — de principe; *b* — équivalent.

Pour l'é q u i l i b r a g e p r i m a i r e du synchro-trigonomètre on utilise l'enroulement statorique auxiliaire s_3s_4 qui se ferme

sur une impédance extérieure Z_2 (fig. 5.6, *a*). Etant donné que l'axe de l'enroulement s_3s_4 est perpendiculaire à l'axe de l'enroulement s_1s_2, les spires de cet enroulement w_s (fig. 5.6, *b*) et les spires transversales de l'enroulement rotorique r_1r_2 constituent un transformateur dont le primaire se trouve sur le rotor et le secondaire sur le stator. Le courant $\dot{I}_{r1}$ qui parcourt les spires transversales $w_r \cos\theta$ de l'enroulement r_1r_2 produit un flux magnétique qui s'ajoute aux spires w_s de l'enroulement s_3s_4. Une F.E.M. statique est induite dans cet enroulement et ce dernier se fait parcourir par un courant $\dot{I}_{s2}$. La valeur du flux transversal résultant $\dot{\Phi}_q$ est déterminée par la somme géométrique des flux $\dot{\Phi}_{qr1}$ et $\dot{\Phi}_{qs}$ dans les deux enroulements. Lorsque Z_2 est de faible valeur, le fonctionnement du transformateur se rapproche du régime de court-circuit et l'interaction démagnétisante des deux enroulements est si importante que la valeur du flux transversal résultant $\dot{\Phi}_q$ tend à zéro, pour n'importe quelle valeur de l'impédance de charge Z_{ch1}. Il est facile de prouver que l'influence de la réaction de rotor transversale disparaît entièrement si l'on intercale dans l'enroulement s_3s_4 l'impédance $Z_2 = Z_1$, où Z_1 est l'impédance extérieure du circuit de l'enroulement d'excitation s_1s_2, c'est-à-dire l'impédance de sortie de la source d'alimentation. Si le synchro-trigonomètre est relié aux bornes d'une source d'alimentation puissante dont l'impédance de sortie est voisine de zéro, l'équilibrage primaire doit alors satisfaire la condition $Z_2 = 0$. Comme on le voit, la condition d'équilibrage ne dépend pas de l'impédance de charge.



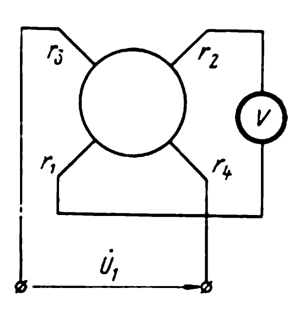


Fig. 5.7. Schéma de montage pour le contrôle expérimental de l'équilibrage primaire.

Pour contrôler expérimentalement la compensation de la réaction transversale de rotor en cas d'équilibrage primaire, on peut se servir du schéma de la fig. 5.7. L'enroulement statorique principal s_1s_2 est débranché de la source d'alimentation et se ferme sur la résistance Z_1 égale à l'impédance de sortie de la source d'alimentation. Une tension d'excitation $\dot{U}_1$ est appliquée à l'enroulement rotorique r_3r_4, et aux bornes de l'enroulement r_1r_2 on relie un voltmètre à haute impédance. Lorsque la valeur de Z_2 correspond à celle d'équilibrage primaire, le flux résultant transversal qui s'ajoute au flux de l'enroulement r_1r_2 sera nul et la lecture faite sur le voltmètre ne différera pas de zéro (sauf une erreur admissible) pour n'im-

porte quelle position angulaire du rotor. Lors de l'équilibrage primaire, l'impédance de sortie ne dépend pas de la position angulaire du rotor. Par conséquent, la lecture de l'ampèremètre branché sur l'enroulement r_3r_4 doit être constante. La tension d'excitation aux bornes de l'enroulement rotorique doit être réduite et choisie de façon que le courant circulant dans les enroulements du synchro-trigonomètre ne dépasse pas la valeur nominale.

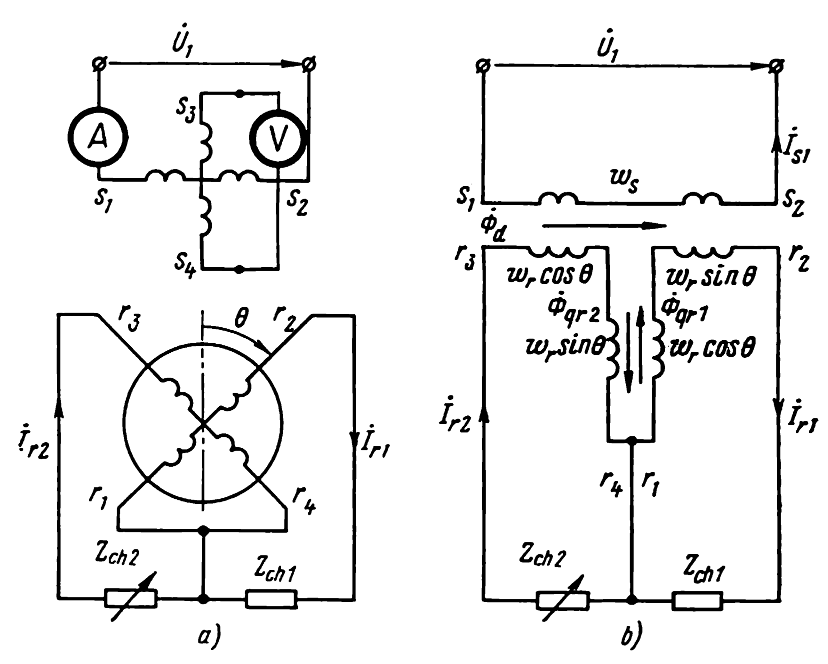


Fig. 5.8. Schémas d'un synchro-trigonomètre sinus-cosinus à équilibrage secondaire:

a — de principe; *b* — équivalent.

Il est à noter que, pendant l'équilibrage primaire, les valeurs de l'impédance et du courant d'entrée du synchro-trigonomètre sont fonction de la position angulaire du rotor. Cela rend plus difficile l'application des synchro-trigonomètres à équilibrage primaire dans les chaînes multi-étages des calculateurs et automatismes.

Pour l'é q u i l i b r a g e   s e c o n d a i r e du synchro-trigonomètre dont l'enroulement r_1r_2 est branché sur un récepteur à impédance d'entrée Z_{ch1} (5.8, *a*), on intercale dans le circuit de l'enroulement rotorique r_3r_4 aussi une impédance correspondante Z_{ch2}. Il résulte du schéma équivalent (fig. 5.8, *b*) que les courants $\dot{I}_{r1}$ et $\dot{I}_{r2}$ qui parcourent les spires transversales $w_r \cos\theta$ et $w_r \sin\theta$ créent des flux transversaux opposés qui s'affaiblissent donc mutuellement. Pour la compensation totale du flux transversal ($\Phi_q = 0$) il faut

que les flux transversaux Φ_{qr1} et Φ_{qr2} créés dans les enroulements rotoriques soient égaux. Ceci signifie qu'on doit assurer l'égalité des F.M.M. dans les spires transversales

$$\dot{I}_{r1} w_r \cos\theta = \dot{I}_{r2} w_r \sin\theta. \qquad (5.15)$$

Vu le fait qu'en cas de compensation totale la déformation des caractéristiques de sortie est absente et en négligeant l'action démagnétisante des spires longitudinales, on peut donc écrire

$$\dot{I}_{r1} = \frac{k_{tr}\dot{E}_{s1}\sin\theta}{Z_{ch1}+Z_{r1}}; \qquad (5.16)$$

$$\dot{I}_{r2} = \frac{k_{tr}\dot{E}_{s1}\cos\theta}{Z_{ch2}+Z_{r2}}. \qquad (5.17)$$

En mettant (5.16) et (5.17) dans (5.15) nous aurons

$$\frac{k_{tr}\dot{E}_{s1}\sin\theta}{Z_{ch1}+Z_{r1}} w_r \cos\theta = \frac{k_{tr}\dot{E}_{s1}\cos\theta}{Z_{ch2}+Z_{r2}} w_r \sin\theta. \qquad (5.18)$$

L'expression (5.18) n'est valable que si

$$Z_{ch1} + Z_{r1} = Z_{ch2} + Z_{r2}. \qquad (5.19)$$

La formule (5.19) traduit la condition de compensation totale de la réaction de rotor en cas d'équilibrage secondaire du synchro-trigonomètre.

Sous réserve de remplir la condition d'équilibrage secondaire, on peut prouver que l'impédance d'entrée du synchro-trigonomètre ne dépend pas de la position angulaire du rotor, c'est-à-dire qu'à une valeur constante de $\dot{U}_1$ le courant $\dot{I}_{s1}$ qui parcourt l'enroulement s_1s_2 ne dépend pas de la position angulaire du rotor. En effet, si l'on néglige l'action magnétisante de la composante du courant de stator, laquelle composante ne dépend aucunement dans un synchro-trigonomètre de l'angle θ à cause de la symétrie du système magnétique, la condition d'équilibre des F.M.M. longitudinales sera de la forme

$$\dot{I}_{r1} w_r \sin\theta + \dot{I}_{r2} w_r \cos\theta = -\dot{I}_{s1} w_s. \qquad (5.20)$$

En portant dans cette expression les valeurs des courants d'après (5.16) et (5.17), on obtient

$$-\dot{I}_{s1} = \frac{k_{tr}^2\dot{E}_{s1}\sin^2\theta}{Z_{ch1}+Z_{r1}} + \frac{k_{tr}^2\dot{E}_{s1}\cos^2\theta}{Z_{ch2}+Z_{r2}}. \qquad (5.21)$$

Vu le fait que la condition à laquelle doit satisfaire l'équilibrage secondaire est régie par l'égalité (5.19), on a

$$\dot{I}_{s1} = -\frac{k_{tr}^2\dot{E}_{s1}}{Z_{ch1}+Z_{r1}}, \qquad (5.22)$$

c'est-à-dire $\dot{I}_{s1}$ ne dépend pas de l'angle θ. Cela peut être considéré comme critère de réalisation de l'équilibrage secondaire du synchro-trigonomètre (la lecture de l'ampèremètre monté dans le circuit de l'enroulement s_1s_2 sur la fig. 5.8, *a* doit être constante).

L'établissement de la compensation totale du flux transversal en cas d'équilibrage secondaire peut être enregistré d'une façon plus précise à l'aide d'un voltmètre à haute impédance qui sera intercalé dans le circuit de l'enroulement statorique auxiliaire s_3s_4 (fig. 5.8, *a*). La compensation étant totale, le flux transversal de la machine est nul, la F.E.M. induite dans l'enroulement auxiliaire et, par conséquent, la lecture du voltmètre le seront aussi ou s'en rapprocheront dans les limites de l'erreur admissible, et ceci, pour n'importe quelle position du rotor.

L'emploi de l'équilibrage secondaire se trouve difficile à réaliser lorsque le synchro-trigonomètre possède une charge extérieure variable car celle-ci constitue un des éléments de la condition d'équilibrage (5.19). Dans ce cas, il serait plus utile d'employer l'équilibrage primaire.

La déformation minimale des caractéristiques de sortie du synchro-trigonomètre sinus-cosinus s'obtient par l'emploi combiné de l'équilibrage primaire et secondaire.

Ainsi, lorsque les conditions d'équilibrage sont satisfaites, les F.E.M. induites dans les enroulements rotoriques vont suivre strictement, indépendamment de la charge, les lois sinusoïdale et consinusoïdale de l'angle de rotation du rotor θ. Il est évident que les tensions de sortie du synchro-trigonomètre $\dot{U}_{r1}$ et $\dot{U}_{r2}$ recueillies aux bornes des enroulements r_1r_2 et r_3r_4 suivront elles aussi la même loi. Lorsque la charge est de nature ohmique et inductive, les valeurs des tensions $\dot{U}_{r1}$ et $\dot{U}_{r2}$ seront respectivement inférieures aux F.E.M. $\dot{E}_{r1}$ et $\dot{E}_{r2}$ à cause de l'action démagnétisante des spires longitudinales des enroulements rotoriques et des valeurs finies des impédances offertes par les enroulements

$$\dot{U}_r = \dot{E}_r - \dot{I}_r Z_r = \frac{\dot{E}_r}{1+\frac{Z_r}{Z_{ch}}}. \tag{5.23}$$

En cas de charge capacitive, une résonance peut s'établir et alors $U_r > E_r$ (par analogie avec les synchro-machines et les génératrices tachymétriques asynchrones de la fig. 3.8).

La phase de la tension de sortie change, d'une façon discrète, de 180° avec le changement de 180° en 180° de la position angulaire du rotor.

§ 5.5. SYNCHRO-TRIGONOMÈTRES LINÉAIRES, ADAPTATEURS D'ÉCHELLES ET TRANSFORMATEURS DE COORDONNÉES

Comme nous l'avons déjà noté, le synchro-trigonomètre est capable de réaliser diverses fonctions conditionnées par le mode de couplage de ses enroulements. Examinons le fonctionnement d'un synchro-trigonomètre linéaire, d'un adaptateur d'échelles et d'un transformateur de coordonnées.

Synchro-trigonomètre linéaire

Pour que la caractéristique de sortie du synchro-trigonomètre soit linéaire il faut assurer la variation de tension de sortie en fonction de la position angulaire du rotor, c.-à-d. obtenir la fonction

$$f(\theta)=\frac{\sin\theta}{1+c\cos\theta}, \qquad (5.24)$$

où c est une constante ne dépendant pas de θ.

L'analyse de cette fonction montre que l'écart minimal de la fonction par rapport à la courbe linéaire pour des angles de rotation de $-60°$ à $+60°$ est obtenu avec $c = 0{,}54$ et ne peut être en principe inférieur à 0,06 %. D'où vient que les synchro-trigonomètres des classes de précision supérieures n'existent pas.

Pour obtenir la caractéristique linéaire ci-dessus on emploie deux schémas de montage des synchro-trigonomètres linéaires: montages à équilibrage primaire et secondaire.

Le *synchro-trigonomètre linéaire* (*STL*) *à équilibrage primaire* est schématisé sur la fig. 5.9, *a*. Dans le présent montage l'enroulement statorique principal s_1s_2 est couplé en série avec l'enroulement rotorique cosinus r_3r_4. L'enroulement statorique auxiliaire s_3s_4 se ferme sur l'impédance Z_2. La tension de sortie est la tension recueillie aux bornes de l'enroulement rotorique sinus r_1r_2. Le schéma équivalent d'une telle machine est donné sur la fig. 5.9, *b*. Lorsque la condition d'équilibrage primaire est satisfaite (ordinairement $Z_2 = \theta$), le flux magnétique résultant transversal produit par les spires transversales des enroulements rotoriques r_1r_2 et r_3r_4 et de l'enroulement statorique s_3s_4 est nul. Par conséquent, la F.E.M. d'auto-induction apparaissant dans les spires transversales de l'enroulement r_1r_2 l'est aussi. Le flux magnétique longitudinal (principal) $\dot{\Phi}_d$ est créé par le courant $\dot{I}_{s1}$ circulant dans les spires w_s de l'enroulement statorique s_1s_2 et les spires longitudinales $w_r \cos\theta$ de l'enroulement rotorique r_3r_4, c'est-à-dire l'enroulement d'excitation qui crée le flux résultant a $w_s + w_r\cos\theta$ spires. La F.E.M. $\dot{E}_{r1}$ induite par le flux $\dot{\Phi}_d$ dans les spires longitudinales de l'enroulement r_1r_2 sera alors définie par l'expression

$$\dot{E}_{r1}=\dot{E}_1\frac{w_r\sin\theta}{w_s+w_r\cos\theta}. \qquad (5.25)$$

où $\dot{E}_1$ est la F.E.M. induite dans l'enroulement d'excitation fournissant le flux résultant ($E_1 \approx U_1$).

Transformons (5.25) compte tenu de ce que $w_r/w_s = k_{tr}$. On obtient alors

$$\dot{E}_{r1} = k_{tr}\dot{E}_1 \frac{\sin\theta}{1 + k_{tr}\cos\theta}. \qquad (5.26)$$

L'équation (5.26) est analogue de par sa forme à l'expression (5.24). Par conséquent, la caractéristique de sortie du synchro-

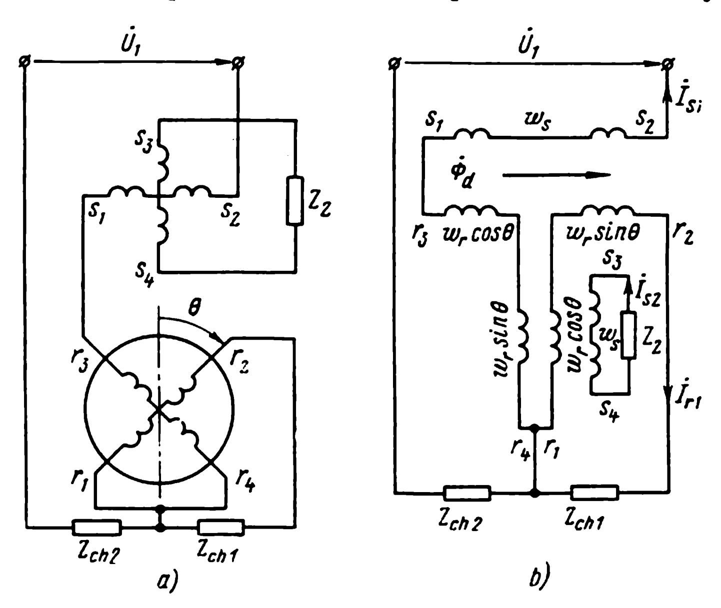


Fig. 5.9. Schémas d'un synchro-trigonomètre linéaire à équilibrage primaire: *a* — de principe; *b* — équivalent.

trigonomètre utilisant le montage en question est linéaire dans les limites indiquées plus haut. Les synchro-trigonomètres sont habituellement fabriqués avec $k_{tr} = 0{,}565$ pour obtenir ainsi la valeur optimale de la constante c.

Vu le fait que l'impédance de charge Z_{ch1} aux bornes de l'enroulement de sortie n'exerce aucune influence sur la condition d'équilibrage primaire, le STL qui emploie un tel équilibrage peut fonctionner même en charge variable sans pour autant provoquer de distorsions de la caractéristique de sortie linéaire. C'est donc un avantage précieux du montage examiné.

Lorsque les synchro-trigonomètres linéaires à équilibrage primaire sont associés à des montages multi-étages, il faudra tenir compte du fait que leur impédance d'entrée dépend de la position angulaire du rotor. Les STL à équilibrage secondaire ont échappé à cet inconvénient.

Sur la fig. 5.10, *a* est représenté le schéma d'un *synchro-trigonomètre linéaire à équilibrage secondaire*. Dans ce montage, la tension d'excitation est appliquée aux bornes de l'enroulement statorique principal s_1s_2. L'enroulement statorique auxiliaire s_3s_4 et l'enroulement rotorique sinus r_1r_2 sont couplés en série en formant un circuit commun aux bornes duquel est branchée une impédance de charge Z_{ch1}. La tension recueillie à cette résistance est la tension de sortie

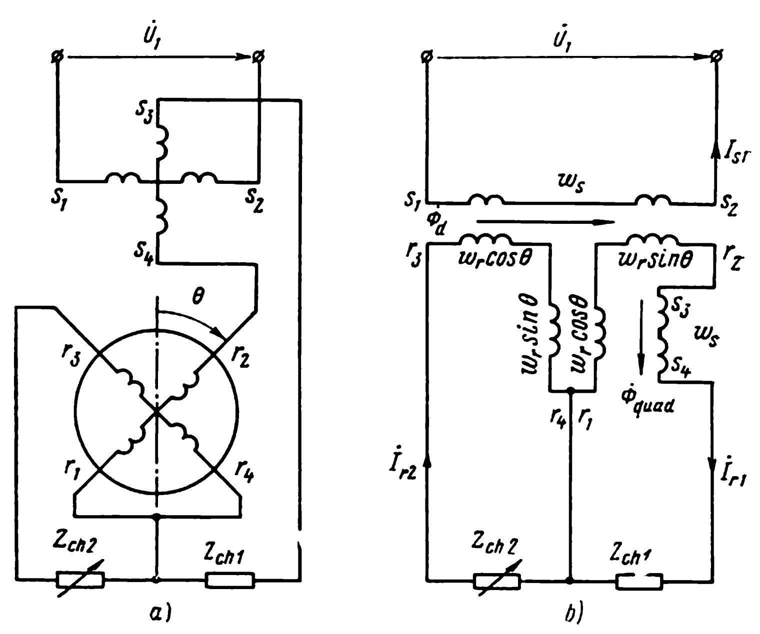


Fig. 5.10. Schémas d'un synchro-trigonomètre linéaire à équilibrage secondaire:
a — de principe; *b* — équivalent.

du synchro-trigonomètre linéaire. L'impédance de charge du secondaire du rotor r_3r_4 sera choisie de manière que la machine soit entièrement équilibrée du côté secondaire, la constance de l'impédance d'entrée de cet enroulement en sera témoin. Sur la fig. 5.10, *b* est montré le schéma équivalent d'un synchro-trigonomètre linéaire à équilibrage secondaire. En cas d'équilibrage secondaire, le flux transversal $\dot{\Phi}_q$ dans les enroulements rotoriques est nul.

La F.E.M. résultante induite dans l'enroulement r_1r_2 est

$$\dot{E}_{r1} = \dot{E}_{r1M} + \dot{E}_{r1quad}, \qquad (5.27)$$

où $\dot{E}_{r1M}$ est la F.E.M. induite dans les spires longitudinales de l'enroulement r_1r_2 par le flux longitudinal $\dot{\Phi}_d$, la valeur de cette F.E.M. étant déterminée d'après (5.5); $\dot{E}_{r1quad}$, la F.E.M. induite

dans les spires transversales de l'enroulement r_1r_2 par le flux $\dot{\Phi}_{quad}$ créé par l'enroulement statorique s_3s_4 en quadrature lorsque celui-ci se fait parcourir par un courant $\dot{I}_{r1}$.

La valeur de la F.E.M. E_{r1quad} est déterminée par l'inductance mutuelle M_{quad} de l'enroulement s_3s_4 et des spires transversales de l'enroulement r_1r_2:

$$\dot{E}_{r1quad} = -j\omega_1 M_{quad} \dot{I}_{r1}, \tag{5.28}$$

où

$$M_{quad} = w_s w_r \Lambda \cos\theta. \tag{5.29}$$

On aura alors

$$\dot{E}_{r1} = k_{tr}\dot{E}_{s1} \sin\theta - j\omega_1 w_s w_r \Lambda \cos\theta \dot{I}_{r1}. \tag{5.30}$$

L'intensité du courant qui parcourt l'enroulement r_1r_2 est

$$\dot{I}_{r1} = \frac{\dot{E}_{r1}}{Z_{ch1}+Z_{r1}+Z_{s2}}, \tag{5.31}$$

où Z_{s2} est l'impédance de l'enroulement statorique s_3s_4.

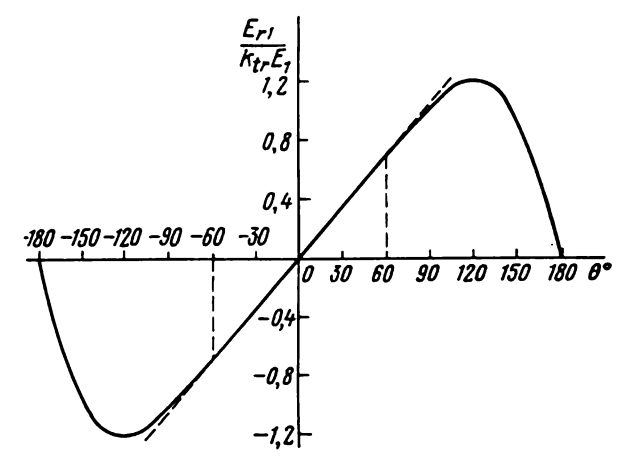


Fig. 5.11. Caractéristique de sortie d'un synchro-trigonomètre linéaire.

En portant (5.31) dans (5.30), on obtient

$$\dot{E}_{r1} = k_{tr}\dot{E}_{s1} \frac{\sin\theta}{1+\dot{a}\cos\theta}, \tag{5.32}$$

où le facteur complexe ne dépendant pas de l'angle θ

$$\dot{a} = j\frac{\omega_1 w_s w_r \Lambda}{Z_{ch1}+Z_{r1}+Z_{s2}}. \tag{5.33}$$

Il est facile de comprendre que de par sa forme la variation de E_{r1} en fonction de la position angulaire du rotor θ coïncide avec

l'expression (5.24). Par conséquent, avec $a \approx 0{,}5$, la F.E.M. $\dot{E}_{r1}$ est une fonction linéaire de l'angle θ dans les limites indiquées auparavant. La tension de sortie aux bornes de l'impédance Z_{ch1} sera régie elle aussi par cette même loi.

Z_{ch2} assurant la condition d'équilibrage secondaire est définie par

$$Z'_{r2} + Z'_{ch2} \approx 2\,(Z'_{r1} + Z'_{ch1} + Z_{s2}),$$

où toutes les impédances sont ramenées au nombre de spires de l'enroulement statorique principal.

L'inconvénient du schéma de synchro-trigonomètre linéaire décrit consiste en ce que son emploi est impossible dans les dispositifs où la charge Z_{ch1} est variable. Pendant la variation de celle-ci, la condition d'équilibrage ne sera pas satisfaite et la linéarité de la caractéristique de $\dot{E}_{r1}$ en fonction de l'angle θ sera également compromise.

Sur la fig. 5.11 on voit la caractéristique de sortie d'un synchro-trigonomètre linéaire lorsque la condition d'équilibrage est satisfaite.

Synchro-trigonomètre adaptateur d'échelles

Les synchro-trigonomètres adaptateurs d'échelles STAE sont destinés à adapter les échelles des éléments isolés des montages. Ceci signifie qu'ils doivent aligner la tension de sortie d'un étage sur la tension d'entrée imposée de l'étage suivant du montage, tout en conservant la loi de variation de tension. Dans le cas général, tous les modes d'adaptation d'échelles peuvent être divisés en deux catégories principales que voici : élaboration des tensions sous forme de signaux et génération des tensions de polarisation.

Dans le premier cas, le STAE utilise le couplage classique d'un synchro-trigonomètre sinus à équilibrage primaire (cf. fig. 5.6, *a*). Aux bornes de l'enroulement statorique principal s_1s_2 est appliquée la tension $\dot{U}_1$ prélevée à la sortie de l'étage en amont. La tension de sortie $\dot{U}_{r1}$ du synchro-trigonomètre recueillie aux bornes de l'enroulement r_1r_2 sert de signal d'entrée pour l'étage suivant. Compte tenu de (5.4) et à un angle fixe θ, le signal $\dot{U}_{r1}$ varie proportionnellement avec le signal $\dot{U}_1$ dont le facteur d'échelle est $k_U \sin\theta$. Le rapport de transformation en tension se présente comme $k_U = U_{r1max}/U_1 \approx k_{tr}$, mais sa valeur réelle est fonction de la valeur et de la nature de la charge. L'échelle requise du signal à transmettre sera choisie en faisant tourner de façon progressive le rotor qui est fixé par la suite au moyen d'un dispositif de retenue. Le schéma de couplage examiné autorise la variation de facteur d'échelle dans une plage comprise entre 0 et k_{tr}. Lorsqu'on fait appel à des couplages spéciaux, l'étendue de régulation progressive du facteur d'échelle peut être élargie.

Les tensions de polarisation (5.12, *a*) sont essentiellement utilisées pour étendre les limites de fonctionnement du synchro-trigonomètre linéaire en cas de variation univoque de la grandeur d'entrée (angle θ). La tension de sortie résultante $\dot{U}_{rés}$ est formée par la somme de la tension de sortie $\dot{U}_{sor}$ du synchro-trigonomètre linéaire et de la tension de polarisation invariable $\dot{U}_p$ égale à la valeur maximale de la tension de sortie de STL pour un domaine linéaire de

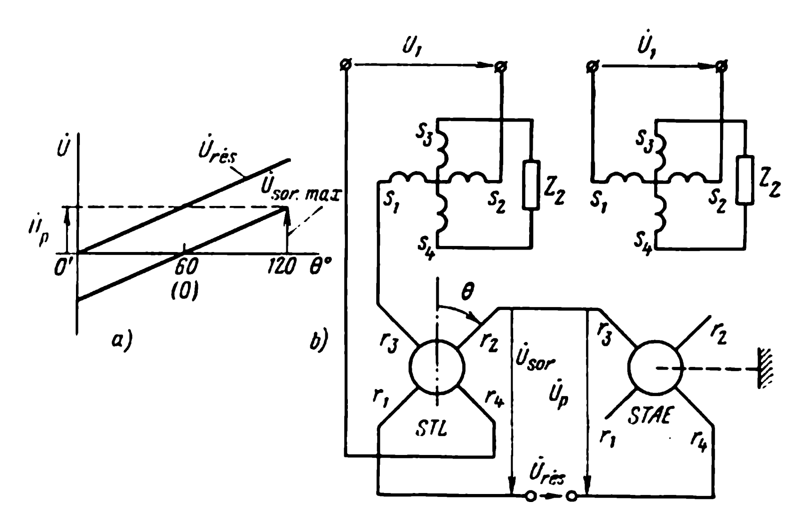


Fig. 5.12. Formation d'une tension de polarisation.

$\dot{U}_{sor.\,max}$, c'est-à-dire pour +60° (cf. fig. 5.11). La position de zéro du rotor se déplace alors de 60° à gauche, suivant l'axe des abscisses, du point *O* en *O'*. Lorsque le rotor tourne de 60° par rapport à cette nouvelle position de zéro, la sortie du synchro-trigonomètre linéaire ne délivre aucune tension et la tension résultante ne comprend que la tension de polarisation. Lorsque le rotor tourne de 120°, les deux tensions ont la même phase; elles sont égales en amplitude, d'où vient que la tension résultante est égale à la somme des tensions

$$\dot{U}_{rés} = 2\dot{U}_{sor.\,max}.$$

Sur la fig. 5.12, *b* est représenté le schéma d'un synchro-trigonomètre linéaire à polarisation. Une tension de polarisation $\dot{U}_p$ est prélevée aux bornes d'un synchro-trigonomètre adaptateur d'échelles STAE dont le rotor s'amène à une position telle que la tension de sortie soit égale à la tension requise. Les deux synchro-trigonomètres sont équilibrés du côté primaire.

Vu le fait qu'on ne demande pas au synchro-trigonomètre adaptateur d'échelles une variation précise de tension en fonction de l'angle θ, on peut donc faire appel à une machine de la classe de précision inférieure.

Synchro-trigonomètre transformateur de coordonnées

Le schéma de montage d'un synchro-trigonomètre montré sur la fig. 5.13 est utilisé pour le calcul de l'hypoténuse (valeur et angle) d'un triangle rectangle d'après les deux côtés donnés. Les

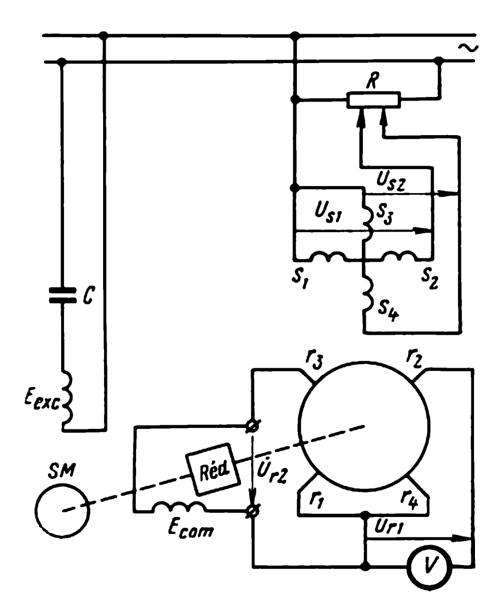


Fig. 5.13. Schéma d'un synchro-trigonomètre transformateur de coordonnées.

enroulements statoriques s_3s_4 et s_1s_2 sont branchés sur un réseau monophasé à travers un diviseur de tension R permettant de régler aux entrées des enroulements des valeurs imposées des tensions U_{s1} et U_{s2}. Aux bornes de l'un des enroulements rotoriques est branché un voltmètre dont le cadran sera gradué, si nécessaire, en unités linéaires. Le second enroulement rotorique alimente l'enroulement de commande E_{com} d'un servo-moteur asynchrone SM. L'enroulement d'excitation E_{exc} de ce moteur est connecté, à travers un condensateur, sur le même réseau que les enroulements statoriques du synchro-trigonomètre. Les rotors du servo-moteur et du synchro-trigonomètre sont liés entre eux mécaniquement par l'intermédiaire d'un réducteur. Le montage fonctionne comme suit. Soit à calculer l'hypoténuse a d'un triangle rectangle (fig. 5.14, a) d'après les côtés donnés s_1 et s_2. Ces côtés seront introduits dans

le montage sous forme de tensions U_{s1} et U_{s2} appliquées aux bornes des enroulements du synchro-trigonomètre:

$$U_{s1} \sim s_1; \quad U_{s2} \sim s_2.$$

Les F.M.M. induites dans les enroulements s_1s_2 et s_3s_4 créent des flux magnétiques Φ_{s1} et Φ_{s2} immobiles dans l'espace, mais pulsatoires suivant les axes des enroulements (fig. 5.14, *b*). En l'absence de saturation du circuit magnétique, les modules de ces flux seront proportionnels aux tensions qui les ont engendrés U_{s1} et U_{s2}. Après

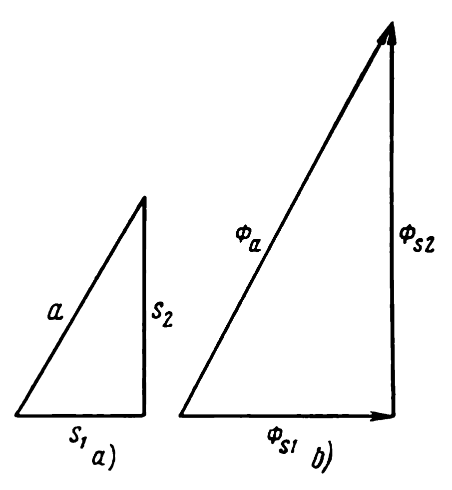


Fig. 5.14. Diagramme spatial de flux dans un synchro-trigonomètre transforma teur de coordonnées.

addition géométrique de ces flux, il apparaît un flux magnétique résultant Φ_a décalé dans l'espace par rapport aux enroulements s_1s_2 et s_3s_4 de mêmes angles que l'hypoténuse a du triangle de référence. Il est évident que les valeurs des flux Φ_{s1}, Φ_{s2} et Φ_a sont proportionnelles aux côtés s_1, s_2 et a du triangle. Le flux magnétique Φ_a induit dans les enroulements rotoriques des F.E.M. E_{r1} et E_{r2}.

La F.E.M. E_{r2} induite dans l'enroulement r_3r_4 provoque l'apparition aux bornes de l'enroulement de commande du servo-moteur d'une tension U_{r2}. Le rotor de celui-ci se met à tourner et fait entraîner, au moyen du réducteur, le rotor du synchro-trigonomètre. Lorsque l'enroulement r_3r_4 se met dans une position telle que son axe soit perpendiculaire à l'axe du flux magnétique Φ_a, la F.E.M. induite dans cet enroulement s'annulera et le rotor du servo-moteur s'arrêtera. Dans ces conditions, l'axe de l'enroulement r_1r_2 se confondra avec l'axe du flux Φ_a et le voltmètre affichera la tension U_{r1} de valeur maximale possible, et cette tension sera donc proportionnelle à l'hypoténuse a du triangle de référence. La position

angulaire du rotor déterminera la position angulaire de l'hypoténuse par rapport aux côtés du triangle.

L'opération réalisée par le synchro-trigonomètre équivaut au calcul du vecteur et de son argument à partir des composantes imposées en coordonnées rectangulaires (cartésiennes). Ceci signifie que le synchro-trigonomètre peut transformer les coordonnées cartésiennes en coordonnées polaires.

Le synchro-trigonomètre permet donc de résoudre facilement les problèmes de transformation d'un système de coordonnées cartésiennes en autre en faisant tourner leurs axes (fig. 5.15). Faisons se confondre les axes des coordonnées OX et OY du système de référence avec les axes des enroulements statoriques, et le système de coordonnées OX' et OY' tourné d'un angle θ, avec les axes des enroulements rotoriques. Lorsque les tensions U_{s1} et U_{s2} sont appliquées aux bornes des enroulements statoriques s_1s_2 et s_3s_4, les valeurs des tensions aux bornes des enroulements rotoriques seront déterminées par l'induction mutuelle entre ceux-ci et les deux enroulements statoriques. Compte tenu de (5.4) et (5.23) on peut écrire

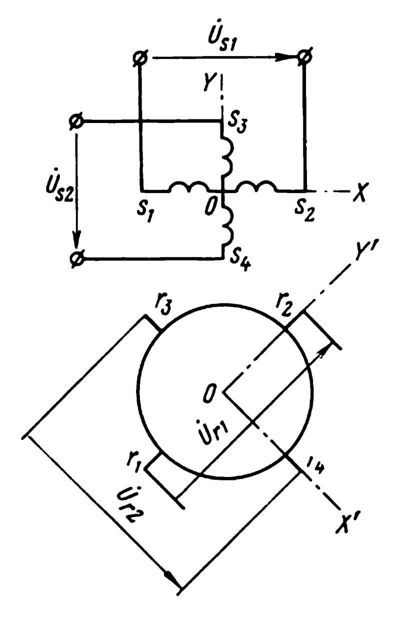


Fig. 5.15. Transformation de coordonnées.

$$\dot{U}_{r1} = k_U (\dot{U}_{s1} \sin\theta + \dot{U}_{s2} \cos\theta) ; \quad (5.34)$$

$$\dot{U}_{r2} = k_U (\dot{U}_{s1} \cos\theta - \dot{U}_{s2} \sin\theta). \quad (5.35)$$

Les relations obtenues fournissent au facteur d'échelle près les formules connues de la transformation de coordonnées. Il est à noter que l'équilibrage du synchro-trigonomètre monté en transformateur de coordonnées se réalise grâce au fait que chacun des enroulements statoriques joue le rôle non seulement d'enroulement inducteur par rapport aux enroulements rotoriques, mais également celui d'enroulement de compensation par rapport à l'autre enroulement statorique.

§ 5.6. ERREURS DES SYNCHRO-TRIGONOMÈTRES

Les synchro-trigonomètres fonctionnent d'habitude en association avec des dispositifs et appareils de grande précision pour lesquels le problème d'erreurs constitue l'un des problèmes d'importance capi-

tale. Les erreurs de transformation du déplacement angulaire en une tension dont sont l'objet les synchro-trigonomètres peuvent être classées, en fonction de leur nature physique, en quatre groupes.

1. Erreurs correspondant au fonctionnement en un régime donné. Dans les synchro-trigonomètres sinus-cosinus c'est l'écart de la caractéristique de sortie sur la courbe sinusoïdale à cause d'un équilibrage imprécis [expression (5.12)], dans les synchro-trigonomètres linéaires c'est l'écart de la caractéristique de sortie sur la courbe linéaire par suite de l'imprécision de l'approximation [expressions (5.26) et (5.32)].

2. Erreurs de construction. Elles sont dues essentiellement à une répartition non sinusoïdale des F.M M. induites dans les enroulements suivant la circonférence de la machine, à la variation de réluctance offerte par l'entrefer à cause de la présence d'encoches sur les surfaces statorique et rotorique, à la non-linéarité de la courbe de magnétisation et à l'effet d'hystérésis.

La minimisation de ces erreurs s'obtient par l'emploi d'enroulements spéciaux dits « sinus » en faisant chanfreiner les encoches statoriques et rotoriques de un à un pas dentaire et demi, et, enfin, par l'emploi d'un circuit magnétique non saturé du synchro-trigonomètre.

3. Erreurs dues à la technologie de fabrication. Les sources essentielles de ces erreurs sont : excentricité entre l'alésage du stator et le diamètre du rotor, asymétrie du circuit magnétique, imprécision de disposition et de chanfrein des encoches, courts-circuits dans les spires des enroulements et les tôles du circuit magnétique, défauts de bobinage des enroulements. Afin de diminuer ces erreurs, il est nécessaire d'imposer des tolérances sévères quant à l'excentricité et l'ellipticité du stator et du rotor. Les empilages statorique et rotorique seront réalisés par la méthode dite « en éventail », en prenant en considération l'anisotropie magnétique des tôles. On s'arrangera de façon à ne pas admettre de courts-circuits des spires et des tôles ou de divergence des nombres de spires des enroulements.

L'influence des erreurs technologiques peut être illustrée comme l'apparition dans les enroulements de sortie d'une certaine F.E.M. additionnelle $\Delta\dot{E}_{ad}$. Dans le cas général, la F.E.M. $\Delta\dot{E}_{ad}$ a deux composantes : une F.E.M. (tension) d'erreur $\Delta\dot{E}_{er}$ en phase avec la F.E.M. de sortie, et une F.E.M. résiduelle $\Delta\dot{E}_{r}$ en quadrature de phase. Dans ces conditions, aux points de référence à tension de sortie nulle (points de zéro), la F.E.M. devient non nulle.

La F.E.M. d'erreur $\Delta\dot{E}_{er}$ peut être compensée par la F.E.M. de sortie principale au moyen d'un supplément de rotation du rotor d'un angle pour lequel $E_{sor} = -\Delta E_{er}$, c'est-à-dire l'angle qui conditionne l'asymétrie des points de zéro. L'asymétrie de ces points caractérise essentiellement la non-perpendicularité des enroulements statoriques et rotoriques.

La F.E.M. résiduelle $\Delta\dot{E}_r$ n'est pas compensée par la rotation supplémentaire du rotor. C'est pourquoi dans les synchro-trigonomètres la tension de sortie ne s'annule jamais dans les limites d'un tour, mais prend une certaine valeur minimale.

Les erreurs technologiques provoquent elles aussi la non-perpendicularité des enroulements statoriques (rotoriques). Dans ces conditions, le flux d'excitation induit une F.E.M. dans l'enroulement auxiliaire (en quadrature).

4. Erreurs définies par les conditions d'utilisation. La variation de température ambiante fait changer la résistance ohmique des enroulements. Les variations de fréquence de la tension secteur provoquent celles des inductances, et, enfin, toute la variation d'amplitude de la tension secteur influe automatiquement sur la valeur de la tension de sortie.

La classe de précision des synchro-trigonomètres est établie pour les conditions d'utilisation normales. En attribuant une classe de précision à un tel ou tel synchro-trigonomètre on doit tenir compte des indices suivants:

1) erreur de réponse sinusoïdale (cosinusoïdale) d'un synchro-trigonomètre sinus-cosinus, en pour cent de la tension de sortie maximale $U_{sor.max}$;

2) erreur de réponse linéaire d'un synchro-trigonomètre linéaire dans le domaine linéaire, en pour cent de la tension de sortie maximale $U_{sor.max}$ correspondant à la fin du domaine linéaire;

3) asymétrie des points de zéro en unités d'angle par laquelle on entend les écarts angulaires maximaux pour la tension minimale des enroulements de sortie sur les valeurs angulaires calculées: 0°, 90°, 180° et 270°;

4) valeur maximale de la F.E.M. dans l'enroulement en quadrature, en pour cent de la tension d'excitation U_1, les enroulements rotoriques étant déconnectés;

5) la F.E.M. résiduelle aux points de zéro, en pour cent de la tension d'excitation U_1.

Tableau 5.1

Type	Paramètres	Classe de précision				
		0,01	0,02	0,05	0,1	0,2
Synchro-trigonomètres sinus-cosinus	Erreur maximale, % de $U_{sor.max}$	±0,01	±0,02	±0,05	±0,1	±0,2
Synchro-trigonomètres linéaires	Erreur maximale, % de $U_{sor.max}$	—	—	±0,05	±0,1	±0,2

La classe de précision est établie suivant le pire des paramètres. Dans le tableau 5.1 sont citées les principales caractéristiques de précision des synchro-trigonomètres de différentes classes de précision.

§ 5.7. SYNCHRO-TRIGONOMÈTRES SINUS-COSINUS ASSOCIÉS À DES SYSTÈMES DE TÉLÉTRANSMISSION DU DÉPLACEMENT ANGULAIRE DE GRANDE PRÉCISION

Les systèmes de télétransmission du déplacement angulaire dans lesquels sont utilisées les synchro-machines fonctionnant en synchro-détecteurs (§ 4.4) présentent une erreur absolue d'au moins

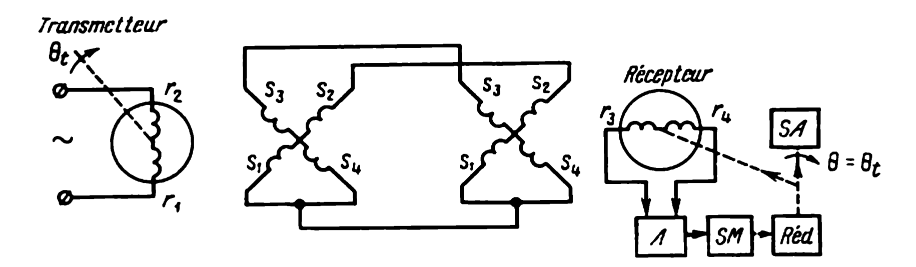


Fig. 5.16. Système de télétransmission du déplacement angulaire à une chaîne.

10 à 30′. L'emploi comme transmetteurs et récepteurs de ces systèmes des synchro-trigonomètres sinus-cosinus bipolaires (fig. 5.16) dont la précision est nettement supérieure à celle des synchro-machines ordinaires permet de ramener l'erreur de transmission jusqu'à 1 à 5′. Le principe de fonctionnement du système représenté sur la fig. 5.16 et sa caractéristique de sortie ne diffèrent pas de ceux des synchro-machines fonctionnant en synchro-détecteurs examinées plus haut. Le plus souvent dans les montages mettant en œuvre les synchro-trigonomètres le rôle des enroulements de synchronisation, d'une part, et des enroulements d'excitation et de sortie, d'autre part, est respectivement joué par les enroulements statoriques s_1s_2 et s_3s_4 et les enroulements rotoriques r_1r_2 et r_3r_4.

L'une des méthodes permettant d'augmenter encore plus la précision de transmission du déplacement angulaire consiste à utiliser une double chaîne fonctionnant en détecteurs de dégrossissage et de finition dans laquelle le rôle de transmetteurs et de récepteurs est rempli par les synchro-trigonomètres. Les systèmes à double chaîne peuvent avoir un accouplement mécanique ou électrique entre la chaîne de dégrossissage et celle de finition.

Examinons le principe de fonctionnement d'un système à double chaîne à réduction mécanique (fig. 5.17). Les transmetteurs et les récepteurs des deux chaînes sont bipolaires. Les axes des transmetteurs de dégrossissage et de finition sont couplés entre eux au moyen

d'un réducteur accélérométrique *Réd. 2* à rapport de réduction i, c'est-à-dire les positions angulaires des transmetteurs de dégrossissage $\theta_{tr.d}$ et de finition $\theta_{tr.f}$ sont liées par la relation

$$\theta_{tr.f}=\theta_{tr.d}i, \tag{5.36}$$

où $i \gg 1$.

Les axes des récepteurs de dégrossissage et de finition sont liés de façon analogue. Les équations de la tension aux bornes des enrou-

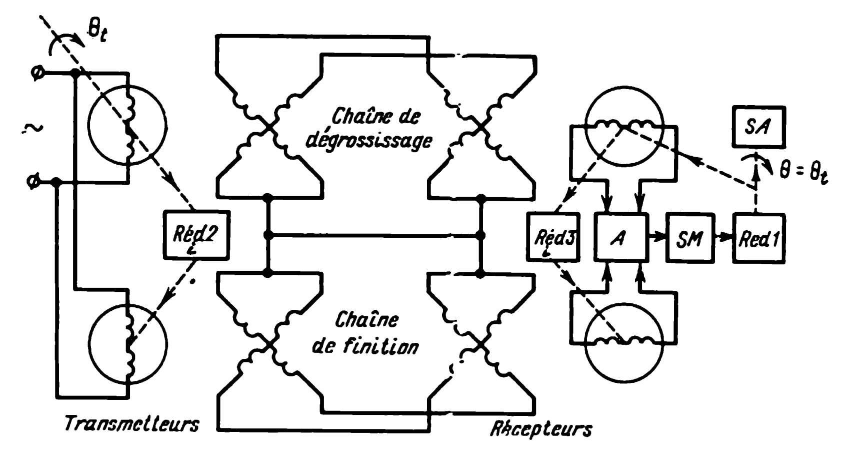


Fig. 5.17. Système de télétransmission du déplacement angulaire à double chaîne.

lements de sortie de dégrossissage U_d et de finition U_f, abstraction faite de l'erreur, peuvent être décrites compte tenu de (4.29) et (5.36)

$$U_d=U_{d.max}\sin\theta_d\,; \quad U_f=U_{f.max}\sin(\theta_d i), \tag{5.37}$$

où θ_d est l'angle de désalignement du système pour la chaîne de dégrossissage.

Les caractéristiques de sortie des chaînes de dégrossissage et de finition correspondant aux équations (5.37) sont montrées sur la fig. 5.18.

Les tensions de sortie des chaînes de dégrossissage et de finition sont appliquées à l'amplificateur *A* (fig. 5.17) qui assure l'alimentation de l'enroulement de commande du servo-moteur *SM*. Le servomoteur, par l'intermédiaire du réducteur *Réd. 1*, fait tourner le système à asservir *SA* et les rotors des récepteurs d'un angle donné. L'amplificateur fonctionne de manière qu'à un faible angle de désalignement θ_d on utilise pour la commande du moteur la tension de sortie de la chaîne de finition alors qu'à des erreurs angulaires θ_d importantes, il se fait une commutation automatique sur la commande du moteur par de la tension de sortie de la chaîne de dégrossissage. Dans ces conditions, le système asservi est ramené

à la position alignée avec une erreur propre à la chaîne de finition, et l'autosynchronisation du système se réalise au moyen de la chaîne de dégrossissage. La chaîne de finition ne saurait pas assurer l'autosynchronisation, car elle possède i positions d'équilibre stable dans les limites d'un tour de l'axe de référence $\theta_d = 360°$. Ceci est parfaitement illustré par les formules (5.37) et les fig. 5.18, *a* et *b*, où la période spatiale de la courbe de tension U_f est i fois moindre que celle de la courbe de tension U_d.

A la valeur impaire (fig. 5.18, *a*) du rapport de réduction des réducteurs *Réd. 2* et *Réd. 3*, le point correspondant à l'équilibre

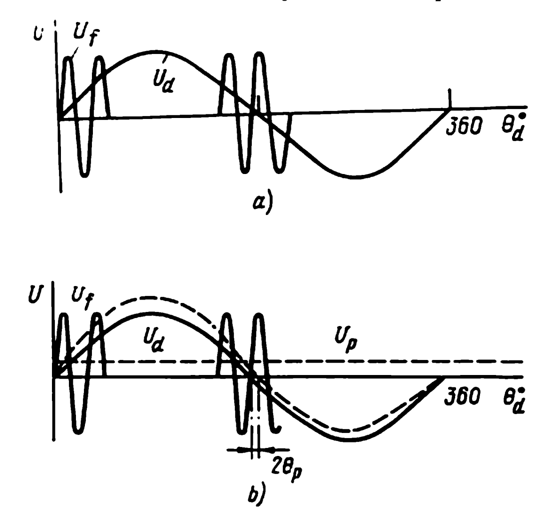


Fig. 5.18. Caractéristiques de sortie des chaînes de dégrossissage et de finition.

instable de la chaîne de dégrossissage $\theta_d = 180°$ ne se confond pas avec le point d'équilibre stable de la chaîne de finition et la condition d'autosynchronisation du système est entièrement satisfaite.

Si le rapport de réduction i est pair (traits pleins de la fig. 5.18, *b*), le point d'équilibre stable de la chaîne de finition se confond avec le point d'équilibre instable de la chaîne de dégrossissage. Si au point de fonctionnement du système correspond un point $\theta_d \approx 180°$, la chaîne de finition le ramène à $\theta_d = 180°$ et fixe cette position comme stable d'où l'apparition de « faux zéro ». Pour éliminer le phénomène décrit, on procède comme suit. On ajoute à la tension de sortie de la chaîne de dégrossissage la tension de polarisation U_p d'amplitude constante (en pointillé sur la fig. 5.18, *b*).

On impose au transmetteur ou au récepteur de la chaîne de dégrossissage une position angulaire de polarisation θ_p. L'équation régissant la tension de sortie de la chaîne de dégrossissage prend la forme suivante:

$$U_d = U_{d.max} \sin(\theta_d - \theta_p) + U_p. \quad (5.38)$$

Si θ_p et U_p sont choisis de façon que soit remplie la condition

$$U_p = U_{d.max} \sin \theta_p,$$

la tension U_d dans (5.38) est nulle ($U_d = 0$) pour $\theta_d = 0°$ et $(180° + 2\theta_p)$. Ceci signifie que les points d'équilibre stable des deux chaînes se confondent et le point d'équilibre instable de la chaîne de dégrossissage est décalé par rapport au point le plus proche d'équilibre stable de la chaîne de finition d'un angle $2\theta_p$ (en pointillé sur la fig. 5.18, *b*). L'angle $2\theta_p$ doit être inférieur à l'alternance spatiale de la courbe de tension de la chaîne de finition, soit

$$2\theta_p < \frac{360°}{2i}.$$

Comme il a été déjà noté, la précision du système de télétransmission du déplacement angulaire à double chaîne est déterminée par l'erreur de la chaîne de finition. Les erreurs technologiques des synchro-trigonomètres et la dispersion de leurs paramètres font en sorte qu'à un angle de désalignement nul du système ($\theta_d = 0$), les sorties des récepteurs des deux chaînes délivrent des tensions additionnelles et le système asservi fait tourner le système à asservir d'un angle $\theta \neq \theta_{ad}$.

L'analyse des erreurs citées au § 5.6 donne le droit d'affirmer qu'une telle rotation se produit sous l'action des composantes des tensions additionnelles qui sont en phase avec les tensions d'erreur $U_{d.max}$ et $U_{f.max}$. On appelle ces composantes tensions d'erreur de dégrossissage $\Delta U_{er.d}$ et de finition $\Delta U_{er.f}$. Les composantes en quadrature des tensions additionnelles (tensions résiduelles) ne provoquent pas directement d'erreurs angulaires. Toutefois, elles diminuent la sensibilité du système, entraînent l'établissement de courant dans les circuits de commande de l'amplificateur et du servomoteur même dans le cas où le système est en position alignée.

Lorsque les chaînes de dégrossissage et de finition utilisent des synchro-trigonomètres identiques, les amplitudes des tensions de sortie et celles des tensions d'erreur seront les mêmes:

$$U_{f.max} = U_{d.max} = U_{max};$$
$$\Delta U_{er.d} = \Delta U_{er.f} = \Delta U_{er}.$$

Compte tenu de (5.37) on aura alors

$$U_d = U_{max} \sin \theta_d + \Delta U_{er}; \qquad (5.39)$$
$$U_f = U_{max} \sin (\theta_d i) + \Delta U_{er}.$$

La tension de sortie spécifique (pente) des deux chaînes est définie par les formules (en minutes d'angle)

$$U_{d.sp} = \left(\frac{dU_d}{d\theta_d}\right)_{\theta_d \approx 0} = U_{max}; \qquad (5.40)$$
$$U_{f.sp} = \left(\frac{dU_f}{d\theta_d}\right)_{\theta_d \approx 0} = iU_{max},$$

c'est-à-dire la pente de la caractéristique de sortie de la chaîne de finition est i fois la pente de la caractéristique de la chaîne de dégrossissage

$$U_{f.sp} = iU_{d.sp}. \qquad (5.41)$$

L'erreur angulaire de télétransmission que l'on rencontre dans chaque chaîne se détermine comme le rapport de l'amplitude de la tension d'erreur à la tension de sortie spécifique:

$$\Delta\theta_d = \Delta U_{er}/U_{d.sp},$$
$$\Delta\theta_f = \Delta U_{er}/U_{f.sp} = \Delta U_{er}/iU_{d.sp}. \qquad (5.42)$$

De (5.42) il s'ensuit

$$\Delta\theta_f = \Delta\theta_d/i, \qquad (5.43)$$

c'est-à-dire dans le système à double chaîne dont l'une est celle de finition, l'erreur statique est i fois moindre que l'erreur d'un système à chaîne unique.

Toutefois, la relation (5.43) n'est valable que dans le cas où l'erreur angulaire due à l'engrènement du réducteur serait nulle. Dans les réducteurs réels il y a erreur angulaire d'engrènement $\Delta\theta_{réd}$ à cause de l'imprécision de fabrication des engrenages et en présence de jeux assez importants. L'erreur angulaire est définie, compte tenu des paramètres du réducteur, par la formule

$$\Delta\theta = \frac{\Delta\theta_d}{i} + \Delta\theta_{réd}. \qquad (5.44)$$

Il résulte de (5.44) que l'augmentation du rapport de réduction i entraîne une diminution substantielle de l'erreur $\Delta\theta$ tant que $\Delta\theta_f$ n'est pas du même ordre de grandeur que $\Delta\theta_{réd}$. Par ailleurs, à valeurs importantes de i, l'erreur de vitesse augmente sous l'action de la F.E.M. de rotation induite dans les enroulements de synchronisation du transmetteur et du récepteur de la chaîne de finition. Le couple résistant sur l'axe d'entrée du système augmente sous l'effet des couples de frottement ramenés du transmetteur de la chaîne de finition et du réducteur, ce qui rend plus difficile la transmission du déplacement angulaire à partir de dispositifs de faible puissance. C'est pourquoi, dans les systèmes asservis à double chaîne le rapport de réduction i ne dépasse pas habituellement 33.

Lors de la mise au point des systèmes de télétransmission du déplacement angulaire de grande précision, l'effort principal sera porté sur l'emploi dans les systèmes à double chaîne d'une réduction électrique. Le système à double chaîne à réduction électrique se distingue de son homologue à réducteur mécanique montré sur la fig. 5.17 par les éléments suivants:

a) le transmetteur et le récepteur de la chaîne de finition sont des synchro-trigonomètres multipolaires à p_f paires de pôles;

b) les réducteurs mécaniques *Réd. 2* et *Réd. 3* sont remplacés par des accouplements mécaniques directs à rapport de réduction *1*.

Avec un tel schéma de montage, à un tour de l'axe de référence correspond une période spatiale de la tension de sortie U_d de la chaîne de dégrossissage et p_f périodes spatiales de la tension de sortie U_f de la chaîne de finition, c'est-à-dire le rapport de réduction entre les chaînes est $i = p_f$. Ceci signifie que les équations régissant les tensions de sortie d'un système à double chaîne qui utilise une réduction électrique sont les expressions (5.37) pour $i = p_f$ et les caractéristiques de sortie prennent la forme des diagrammes de la fig. 5.18. Par conséquent, lorsque les chaînes de dégrossissage et de finition utilisent des synchro-trigonomètres à tensions de sortie de même amplitude et à tensions d'erreur égales, pour l'estimation du rapport des erreurs produites dans les chaînes ci-dessus, on peut se servir de l'expression (5.43):

$$\Delta\theta_f = \Delta\theta_d/p_f. \tag{5.43'}$$

Vu l'absence de réducteurs mécaniques entre les chaînes, l'erreur de réduction dans (5.44) sera $\Delta\theta_{réd} = 0$ et l'erreur globale du système est déterminée essentiellement par l'erreur angulaire de la chaîne de finition

$$\Delta\theta = \Delta\theta_f = \Delta\theta_d/p_f. \tag{5.44'}$$

Ainsi, en utilisant dans les deux chaînes à réduction électrique des transmetteurs et des récepteurs correctement calculés, on arrive à ce que l'erreur du système devient p_f fois moindre. Par ailleurs, comme il a été déjà noté, dans les synchro-trigonomètres multipolaires il se produit un moyennage des erreurs dues aux imperfections d'ordre technologique. Par suite, il peut se trouver que la tension d'erreur de la chaîne de finition $\Delta U_{er.f} < \Delta U_{er.d}$ et que l'erreur globale du système soit

$$\Delta\theta < \frac{\Delta\theta_d}{p_f}.$$

Grâce à l'absence de réducteur mécanique entre les transmetteurs de dégrossissage et de finition, le couple résistant sur l'axe d'entrée décroît, ce qui autorise la transmission du déplacement angulaire à partir des dispositifs de faible puissance.

Les conditions d'autosynchronisation du système à double chaîne à réduction électrique et les règles de choix du rapport de réduction qui en découlent sont identiques à celles du système à réducteur mécanique.

De pair avec les synchro-trigonomètres bipolaires, les systèmes à double chaîne à réduction électrique utilisent des montages combinés. Dans ce genre de montage les bobinages bipolaire et multipolaire sont logés dans les mêmes encoches d'un même empilage de tôles statoriques et rotoriques. Dans ces conditions, les dimensions et le poids totaux des transmetteurs et des récepteurs deviennent plus faibles, l'opération de mise en coïncidence de zéros des chaînes de dégrossissage et de finition étant superflue. Si les bobinages

bipolaire et multipolaire produisent des F.M.M. distribuées sinusoïdalement, les flux d'auto-induction dans ces bobinages ne s'additionnent pas et les deux chaînes fonctionnent de façon indépendante.

§ 5.8. APPLICATIONS DES SYNCHRO-TRIGONOMÈTRES

Les synchro-trigonomètres ont pris un grand développement dans les calculateurs automatiques préconisés pour l'exécution de trois groupes d'opérations principales suivantes:

1) algébriques: addition, multiplication, division, élévation à une puissance, extraction d'une racine;

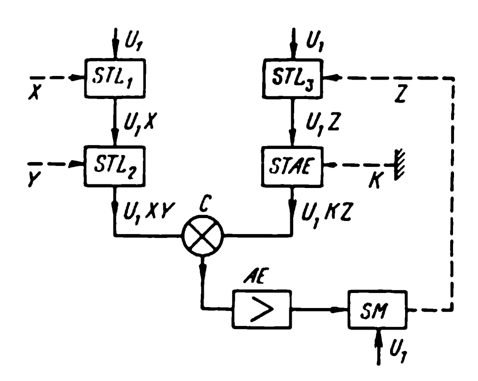


Fig. 5.19. Schéma synoptique d'un multiplieur automatique.

2) trigonométriques: obtention de courbes sinusoïdales, arcsinusoïdales, tangentielles, arctangentielles, sécantielles, etc... représentatives de l'amplitude de tension en fonction de la position angulaire du rotor;

3) transformation de coordonnées.

Examinons un multiplieur automatique de deux variables X et Y dont le schéma synoptique est montré sur la fig. 5.19. Le multiplieur se compose de deux étages de synchro-trigonomètres, d'un organe comparateur C et d'un système décodeur asservi. Le premier étage comprend les synchro-trigonomètres linéaires STL_1 et STL_2, le second étage comporte le synchro-trigonomètre linéaire STL_3 et le synchro-trigonomètre adaptateur d'échelle $STAE$ assurant la régulation de l'échelle K; le système asservi se compose d'un amplificateur électronique AE et d'un servo-moteur SM à réducteur. Le signal provenant de l'organe comparateur C attaque l'amplificateur, alors que la tension de sortie de celui-ci est appliquée aux bornes de l'enroulement de commande de SM. L'arbre du servomoteur est mécaniquement lié avec le rotor de STL_3.

Le multiplieur fonctionne comme suit. Les cofacteurs variables sont introduits par la rotation des rotors STL_1 et STL_2: le rotor STL_1 tourne d'un angle proportionnel à X et le rotor STL_2 à Y.

Dans ces conditions, en conformité du principe de fonctionnement des synchro-trigonomètres linéaires, la tension à la sortie du premier étage sera égale à U_1XY. La tension recueillie à la sortie du second étage est égale à U_1KZ, où Z est la valeur proportionnelle à la position angulaire du rotor STL_3. Si la tension U_1KZ diffère de la tension U_1XY, l'organe comparateur élaborera une tension d'erreur qui sera appliquée ensuite à l'entrée de l'amplificateur. Après amplification, la tension est amenée vers le servo-moteur SM qui fait tourner le rotor STL_3. La recopie de la position angulaire du rotor se réalise jusqu'à ce que soit établie l'égalité

$$U_1XY = U_1KZ. \qquad (5.45)$$

De (5.45) il s'ensuit

$$Z = \frac{1}{K} XY, \qquad (5.46)$$

où $1/K$ est le rapport de multiplication.

Compte tenu de (5.46) on peut affirmer que la position angulaire de STL_3 est réglée automatiquement proportionnelle au produit des variables X et Y.

Pour choisir convenablement le type de synchro-trigonomètre désiré et désigner son emplacement dans le montage d'un calculateur, on doit se conformer aux prescriptions suivantes:

1) En réalisant le montage d'un calculateur, il faut effectuer l'équilibrage primaire et secondaire de tous ses organes.

2) Etant donné que l'impédance d'entrée des synchro-trigonomètres linéaires à équilibrage primaire n'est pas constante, il est souhaitable que ces STL soient placés en amont. Pour la même raison, le couplage en série de deux STL est à éviter.

3) Du fait que les tensions d'entrée des synchro-trigonomètres placés au milieu du montage peuvent varier dans de larges limites, leurs circuits magnétiques doivent être réalisés en permalloy. Pour les circuits magnétiques des synchro-trigonomètres montés en amont, il est autorisé d'employer de l'acier magnétique.

4) Pour obtenir la haute précision du fonctionnement de l'ensemble du montage, en cas de connexion en cascade des synchro-trigonomètres, il est nécessaire que l'impédance d'entrée Z_{e2} de chaque machine suivante soit environ 30 à 40 fois plus grande que l'impédance de sortie Z_{sor1} de la précédente. Si, pour k_{tr} voisin de l'unité,

$$Z_{sor} \approx 0{,}1 k_{tr}^2 Z_e,$$

alors, pour satisfaire la condition ci-dessus, le rapport des impédances d'entrée des machines montées en cascade doit vérifier la relation

$$Z_{e2} \approx 3 k_{tr1}^2 Z_{e1}.$$

Aussi, les principaux types de synchro-trigonomètres sont-ils fabriqués en séries dont les impédances d'entrée Z_e sont distribuées en valeur.

5) Lors de la transformation des tensions, il apparaît dans tous les synchro-trigonomètres des déphasages des tensions secondaires par rapport aux tensions d'alimentation. Lorsque les machines sont montées en cascade, il se produit une accumulation d'erreurs de phase. C'est pourquoi, les tensions véhiculées vers l'organe comparateur peuvent se trouver déphasées les unes par rapport aux autres. Leur compensation totale étant impossible, le calculateur fonctionne donc avec une précision moindre. Par conséquent, on

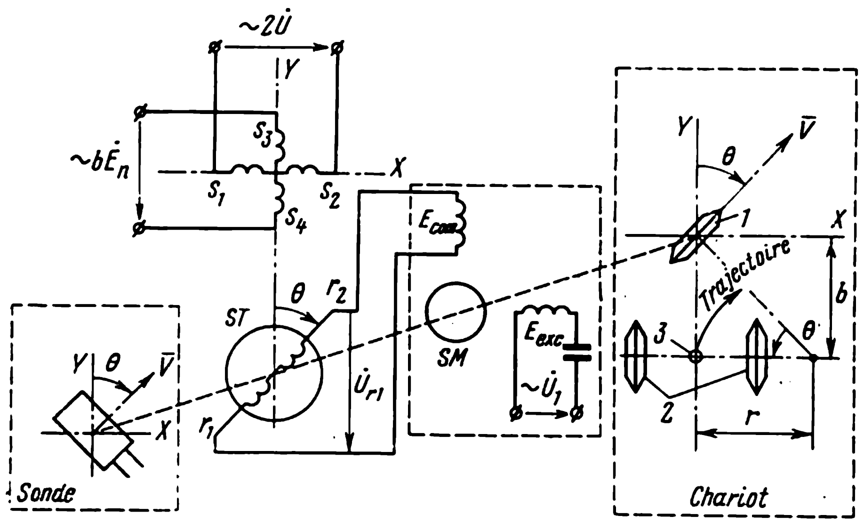


Fig. 5.20. Schéma d'un traceur de trajectoires МИФИ.

doit prendre des mesures propres à assurer la mise en phase réciproque des tensions de signal. La mise en phase de la tension du montage n'est ordinairement effectuée que par l'aval.

Examinons l'utilisation possible d'un synchro-trigonomètre en association avec des dispositifs appliqués en industrie électronique sur l'exemple d'un traceur de trajectoires МИФИ (voir le schéma de la fig. 5.20).

De tels traceurs tracent automatiquement les trajectoires de particules chargées en champs électriques et magnétiques transversaux qui ne se prêtent pas au calcul analytique. La connaissance de ces trajectoires est nécessaire pendant le calcul et la mise au point de dispositifs à faisceau électronique.

Le traceur comprend une cuve électrolytique dans laquelle est placé le modèle d'un système d'électrodes à étudier; un calculateur à chariot mobile et montages électroniques; une sonde double se déplaçant dans la cuve. Le chariot est muni de deux galets d'appui *2* tournant librement et d'un galet d'orientation *1* qui peut s'orienter par rapport à l'axe longitudinal *Y* du chariot. Sur l'axe des galets d'appui est monté un marqueur *3* qui trace une courbe. Le chariot

est entraîné en mouvement de translation sur la surface plane à partir d'un servo-moteur tournant de façon ininterrompue. Il résulte de la fig. 5.20 que la valeur instantanée du rayon de courbure de la courbe tracée par le marqueur est

$$r=\frac{b}{\operatorname{tg}\theta}, \tag{5.47}$$

où θ est la position angulaire de l'axe du galet d'orientation par rapport à l'axe longitudinal du chariot.

La sonde est liée avec le chariot par l'intermédiaire d'une chaîne mécanique à coordonnées de façon que la sonde se déplace continuellement et que l'axe de ses broches de mesure soit à tout moment parallèle à l'axe du galet d'orientation et normal au sens du mouvement (vecteur vitesse $\overline{V}$).

La sonde assure en permanence la mesure de deux grandeurs: U — différence de potentiel précédente et E_n — composante de l'intensité du champ électrique normale à la trajectoire. Ces grandeurs définissent la valeur instantanée du rayon de courbure de la trajectoire d'une particule chargée dans le champ

$$r=\frac{2U}{E_n}. \tag{5.48}$$

De (5.47) et (5.48) il s'ensuit que le marqueur du chariot tracera une courbe qui se confond avec la trajectoire de la particule chargée se déplaçant dans le champ simulé, si n'importe quel point du champ satisfait l'équation

$$\frac{b}{\operatorname{tg}\theta}=\frac{2U}{E_n}. \tag{5.49}$$

Cette équation, mise à la forme

$$2U\sin\theta = bE_n\cos\theta, \tag{5.50}$$

est l'équation fondamentale du traceur de trajectoires. La résolution automatique de l'équation (5.50) s'effectue à l'aide du synchro-trigonomètre *ST* et du servo-moteur asynchrone *SM* commandant l'orientation du galet, placés tous les deux sur chariot mobile.

Après amplification dans les amplificateurs électroniques et introduction de coefficients et déphasages dans le temps appropriés, les grandeurs U et E_n mesurées par la sonde dans la cuve sont amenées au synchro-trigonomètre. Aux bornes des enroulements statoriques s_1s_2 et s_3s_4 du *ST* sont appliquées des tensions respectivement proportionnelles à $2\dot{U}$ et $b\dot{E}_n$ et qui sont en opposition de phase l'une par rapport à l'autre. Compte tenu de (5.34), aux bornes de l'enroulement rotorique r_1r_2 est recueillie la tension

$$\dot{U}_{r1}=k_u(2\dot{U}\sin\theta+b\dot{E}_n\cos\theta). \tag{5.51}$$

Cette tension s'applique aux bornes de l'enroulement de commande E_{com} du servo-moteur *SM*.

La position angulaire du rotor θ du synchro-trigonomètre est imposée par le galet d'orientation du chariot à travers une liaison mécanique. Si l'angle θ est tel que la condition (5.50) soit satisfaite, la tension $U_{r1} = 0$ et l'angle de rotation du galet d'orientation ne varie pas. Lorsque la condition (5.50) n'est pas satisfaite, il se fait apparaître une tension d'erreur $U_{r1} \neq 0$. Le rotor de SM se met en rotation et fait tourner le galet d'orientation du chariot et le rotor du synchro-trigonomètre jusqu'à ce que l'égalité (5.50) soit de nouveau satisfaite.

Ainsi, lorsque le chariot est animé d'un mouvement de translation uniforme, l'angle de rotation du galet d'orientation est défini par l'équation (5.50). La valeur instantanée du rayon de courbure de la courbe satisfait à tout moment l'équation (5.48) et la plume de marqueur fixée sur le chariot trace automatiquement la trajectoire désirée. L'erreur maximale de traçage de la trajectoire est de 1 %, le temps de traçage d'une trajectoire ne dépasse pas 3 à 5 mn.

Dans le montage du traceur décrit, le synchro-trigonomètre joue le rôle d'élément de calcul et de mesureur d'angle de désalignement entre la trajectoire de la particule chargée et la direction de mouvement du chariot.

Les synchro-trigonomètres sont utilisés dans les systèmes de télétransmission du déplacement angulaire de grande précision (§ 5.7). Le schéma de la fig. 4.17 examiné dans le quatrième chapitre peut servir d'exemple d'application des synchro-trigonomètres dans les systèmes de télétransmission.

Dans les automatismes et les dispositifs de télémécanique, les synchro-trigonomètres sont couramment appliqués pour constituer des convertisseurs angle — tension et angle — phase.

BIBLIOGRAPHIE

1. Kostenko M., Piotrovski L. Machines électriques, t. 1 et 2, Mir, 1965.
2. Seely S. Electromechanical energy conversion. McGraw-Hill Book Company, Inc., 1962.
3. Park R. Two reaction theory of synchronous machines, pt. I. Trans. AIEE, 48, 1929, pt. II, Trans. AIEE, 52, 1933.
4. Dejussieu-Pontcarral P., Moteurs à bobinages imprimés Servalco, Electronique industrielle, 1960, N° 30.
5. Davis S. A., Stepper motors, Electromechanical design, 1964, July.
6. McNaught D., Waloff D., A review of stepper motors and recent developments in high response units, Instrument Practice, 1968, April.
7. Zaubitzer R. Kontaktloser Gleichstromantriel von elektromagnetisch bewegt sistemen mit Hilfe vor Transistoren. Elektronik, Bd. 9, N° 3, 1960.
8. Low-speed motor without reduction gearing. Electr. Manufact., 1965, v. 9, N° 3.

CARACTÉRISTIQUES TECHNIQUES DE CERTAINES SÉRIES DE MICROMACHINES

Tableau A.1

Amplidynes

Type	Puissance nominale, kW	Tension de sortie, V	Courant de charge, A	Vitesse de rotation, tr/mn	Enroulements de commande				Construction
					nombre	puissance d'entrée, W	courant, mA	gain	
ЭМУ-3А	0,22	60	3,33	2850	2	0,35	10,0	570	Amplidyne et moteur à courant continu (П) ou asynchrone (A) montés dans une même carcasse.
ЭМУ-3А	0,22	110	1,82	2850	2	0,40	11,0	500	
ЭМУ-3П	0,35	60	5,00	5000	2	0,20	8,0	1500	
ЭМУ-3П	0,35	110	2,75	5000	2	0,25	9,0	1200	
ЭМУ-5А	0,55	60	8,30	2850	2	0,20	8,5	2500	
ЭМУ-5А	0,55	110	4,50	2850	2	0,25	10,0	2000	
ЭМУ-5П	0,75	60	11,70	5000	2	0,20	8,5	3600	
ЭМУ-5П	0,75	110	6,40	5000	2	0,25	10,0	2800	

Tableau A.2

Micromoteurs à courant continu sans contact série МБ

Groupe	Type	U_{nom}, V	M_{nom}, N·m	n_{nom}, tr/mn	I_{nom}, A	Dimensions du moteur, mm	Volume du commutateur, cm³
I	МБ-11-Н2-01	27	0,004	2000±1,5 %	0,1	⌀ 35×78	400
	МБ-12-Н2-01	27	0,01	2000±1,5 %	0,19	⌀ 35×85	400
	МБ-21-Н2-01	27	0,02	2000±1,5 %	0,34	⌀ 40×95	400
	МБ-22-Н2-01	27	0,04	2000±1,5 %	0,65	⌀ 40×105,5	500
II	МБ-11-Н1-08	27	0,015	9000	1,1	⌀ 35×71	600
	МБ-11-Н3-01	27	0,003	5000	0,14	⌀ 35×80	700
	МБ-12-Ф1-06	14	0,004	4500	0,26	⌀ 42×78	400
	МБ-12-Ф1-08	14	0,008	8000	0,95	⌀ 42×78	500
	МБ-21-Н1-02	29	0,012	4500	0,35	⌀ 45,5×62	500
	МБ-41-Н1-01	27	0,1	2000	1,8	⌀ 70×87	800
	МБ-41-Н1-02	27	0,12	4000	3,1	⌀ 70×87	900
	МБ-21-15	27	0,0165	3000	0,45	—	—
	МБ-21-16	27	0,025	3000	0,55	—	—
	МБ-21-19	27	0,01	12500	0,85	—	—
	МБ-21-25	25	0,008	4500	0,29	—	—
	МБ-22-23	27	0,017	6000	0,8	—	—
	МБ-11-26	27	0,004	3000	0,1	—	—
	МБ-31-27	27	0,04	12000	2,4	—	—

Nota. — La vitesse de rotation des micromoteurs du Ier groupe est stabilisée.

Tableau A.3

Micromoteurs à courant continu à rotor à disques (expérimentaux)

Type	Constante de temps électromécanique, s	Vitesse de rotation nominale, tr/mn	Couple nominal, N·m	Puissance nominale, W	Courant de commande nominal, A	Tension de commande nominale, V	Poids, kg
МРМ-4	0,017	3500	0,015	—	2	6	—
МРМ-61	—	3000	—	50	7,5	12	—
ДП-30	—	3500	0,1	—	6	12	—
ДПО-1	0,039	4000	2,44	1000	26	48	—
ДПО-2	0,018	3000	2,28	700	7,85	110	—
ПДР-6	0,009	3000	0,2	60	7	14	—
ПДР-3	0,006	3000	1,35	400	15	39	—
ПЯ-5	0,016	3000	—	5	1,67	6	0,355
ПЯ-20	0,015	3000	—	20	5,67	6	0,78
ПЯ-50	0,019	3000	—	50	7,5	12	1,1
ПЯ-125	0,021	3000	—	125	16,0	12	1,96
ПЯ-250	0,013	3000	—	250	31,7	12	6
ПЯ-500	0,013	3000	—	500	13,8	48	9

Tableau A.4

Micromoteurs à courant continu série ДПМ

Type	n, tr/mn	U, V: 27			U, V: 12			Poids, g	Dimensions, mm
		M_{nom}, N·m	I_{nom}, A	$M_{dém}$, N·m	M_{nom}, N·m	I_{nom}, A	$M_{dém}$, N·m		
ДПМ-20	9000	0,0015	0,15	0,006	0,0015	0,35	0,006	65	⌀ 20 × 30
	6000	0,002	0,15	0,005	0,002	0,30	0,005		
	4500	0,002	0,15	0,004	0,0015	0,25	0,004		
	2500	—	—	0,002	0,001	0,10	0,002		
ДПМ-25	9000	—	—	0,015	0,0035	0,65	0,015	120	⌀ 25 × 35
	6000	0,005	0,3	0,015	0,0045	0,60	0,010		
	4500	0,005	0,22	0,012	0,005	0,52	0,012		
	2500	0,005	0,15	0,008	0,005	0,26	0,008		
ДПМ-30	9000	—	—	0,035	0,007	1,2	0,035	220	⌀ 30 × 45
	6000	0,007	0,4	0,025	0,01	1,2	0,035		
	4500	0,01	0,50	0,03	0,01	1,0	0,025		
	2500	0,01	0,25	0,02	0,01	0,6	0,02		
ДПМ-35	9000	0,015	1,3	0,07	0,015	2,8	0,07	340	⌀ 35 × 50
	6000	0,02	1,1	0,06	0,02	2,2	0,06		
	4500	0,02	0,85	0,05	0,02	1,6	0,05		
	2500	0,02	0,58	0,035	0,02	1,15	0,035		

Nota. — La constante de temps électromécanique des micromoteurs série ДПМ se situe dans les limites de 0,035 à 0,055 s.

Les conditions d'utilisation des micromoteurs série ДПМ sont :

1) température ambiante : de —60 à +60 °C ;
2) humidité relative : jusqu'à 98 % à +20 °C;
3) pression atmosphérique : de 2 à 0,5 atm ;
4) vibration des points de fixation dans tous les sens à une fréquence de 10 à 2000 Hz en présence d'une accélération de 10 g et des oscillations d'amplitude non supérieure à 1 mm ;
5) accélération linéaire jusqu'à 50 g dans n'importe quel sens.

Tableau A.5

Micromoteurs à courant continu à rotor cylindrique série ДПР

Type	n, tr/mn	U = 12 V			U = 6 V			Poids, g	Dimensions, mm
		M_{nom}, N·m	I_{nom}, A	$M_{dém}$, N·m	M_{nom}, N·m	I_{nom}, A	$M_{dém}$, N·m		
ДПР-22	9000	0,001	0,145	0,004	0,001	0,29	0,004	36	⌀ 15 × 36
	6000	0,0012	0,130	0,003	0,001	0,23	0,0026		
	4500	—	—	—	0,001	0,175	0,0026		
	2500	—	—	—	0,001	0,13	0,002		
		U = 27 V			U = 12 V				
ДПР-32	9000	0,002	0,14	0,013	0,002	0,3	0,015	80	⌀ 20 × 46
	6000	0,0025	0,12	0,01	0,002	0,2	0,011		
	4500	0,0025	0,095	0,0075	0,002	0,16	0,0075		
	2500	—	—	—	0,002	0,115	0,0046		
ДПР-42	9000	0,005	0,29	0,036	0,005	0,66	0,03	150	⌀ 25 × 54
	6000	0,005	0,20	0,022	0,005	0,45	0,024		
	4500	0,005	0,16	0,017	0,005	0,35	0,019		
	2500	0,005	0,11	0,0107	0,005	0,24	0,017		
ДПР-52	9000	0,01	0,53	0,12	0,01	1,2	0,108	260	⌀ 30 × 64
	6000	0,01	0,36	0,087	0,01	0,8	0,081		
	4500	0,01	0,26	0,075	0,01	0,6	0,068		
	2500	0,01	0,16	0,042	0,01	0,35	0,051		
ДПР-62	9000	0,02	1,00	0,2	0,02	2,4	0,19	410	⌀ 35 × 74
	6000	0,02	0,72	0,17	0,02	1,5	0,177		
	4500	0,02	0,55	0,147	0,02	1,2	0,125		
	2500	0,02	0,33	0,082	0,02	0,73	0,081		
ДПР-72	6000	0,04	1,35	0,35	0,04	3,0	0,32	600	⌀ 40 × 84
	4500	0,04	1,00	0,3	0,04	2,2	0,28		
	2500	0,04	0,6	0,19	0,04	1,3	0,185		

Nota. — La constante de temps électromécanique des micromoteurs série ДПР se situe dans les limites de 0,015 à 0,02 s.

Les conditions d'utilisation des micromoteurs série ДПР sont :

1) température ambiante : de —60 à +60 °C ;
2) humidité relative : jusqu'à 98 % à 40 °C ;
3) pression atmosphérique : de 3 à 0,5 atm ;
4) v bration des points de fixation dans tous les sens à une fréquence de 5 à 2000 Hz en présence d'une accélération de 10 g et des oscillations à amplitude non supérieure à 1 mm ;
5) accélérations linéaires jusqu'à 100 g le long de l'axe du micromoteur et jusqu'à 50 g dans n'importe quel sens ;
6) charges dynamiques jusqu'à 50 g dans n'importe quel sens.

Tableau A.6

Servo-moteurs asynchrones série ДКМ

Type	Puissance nominale minimale, W	Tension nominale aux enroulements, V		Courant maximal absorbé par les enroulements, A		Capacité insérée dans l'enroulement de secteur, μF	Fréquence nominale, Hz	Couple au démarrage minimal sur l'arbre, N·m	Couple nominal sur l'arbre, N·m	Vitesse de rotation à couple nominal, tr/mn	Constante de temps électromécanique, s	Poids, g	Dimensions, mm
		de secteur	de commande	de secteur	de commande								
ДКМ 0, 16-12	0,16	36	36	0,18	0,20	1,3	400	0,0007	0,0004	4000	0,015	40	⌀ 20 × 35
ДКМ 0,4-12	0,4	36	36	0,20	0,20	1,2	400	0,0015	0,0008	5000	0,02	80	⌀ 25 × 42
ДКМ 1-12	1	115	36	0,16	0,25	0,2	400	0,0045	0,0020	5000	0,025	140	⌀ 32 × 53
ДКМ 2,5-12	2,5	115	36	0,25	0,45	0,3	400	0,009	0,0045	5500	0,03	250	⌀ 40 × 64
ДКМ 6-12	6	115	36	0,35	0,55	0,5	400	0,016	0,0106	5500	0,05	500	⌀ 50 × 80
ДКМ 16-12	16	115	80	0,85	0,75	1,4	400	0,042	0,0285	5500	0,05	900	⌀ 60 × 95
ДКМ 25-12	25	115	80	0,65	0,6	1,2	400	0,05	0,04	6100	0,10	1600	⌀ 80 × 100
ДКМ 40-12	40	115	80	1,2	0,85	2	400	0,06	0,05	8000	0,15	2200	⌀ 80 × 118

Tableau A.7

Servo-moteurs asynchrones à rotor amagnétique cylindrique série АДП

Type	Tension secteur (circuit d'excitation), V	Fréquence secteur, Hz	Puissance utile nominale, W	Vitesse de rotation nominale, tr/mn	Couple moteur nominal, N·m	Couple au démarrage, N·m	Tension de commande maximale, V	Courant, A		Capacité insérée dans le circuit d'excitation, µF	Rendement, %	Vitesse de rotation à vide, tr/mn	Tension de décollage, V	Moment d'inertie du rotor, kg·m²	Constante de temps électromécanique, s	Poids, kg	Dimensions, mm
								de commande	d'excitation								
АДП-1	120	500	3,7	9000	0,004	0,0055	35	0,15	0,36	0,3	—	12500	3	$78 \cdot 10^{-7}$	0,048	0,75	∅ 50 × 87
АДП-120	110	400—500	2,4	4000	0,006	—	—	—	0,3	0,3	—	—	—	—	—	0,65	∅ 50 × 108
АДП-123	110	400—500	4,1	4000	0,01	0,014	110	0,27	0,22	0,3	—	—	—	—	—	0,55	∅ 50 × 90
АДП-262	110	50	9,5	1850	0,05	0,09	125	0,58	0,23	2,5	20	2650	2	$166 \cdot 10^{-7}$	0,0055	1,6	∅ 70 × 122
АДП-263	110	500	24	6000	0,04	0,054	165	0,75	0,38	—	32	8800	3	$166 \cdot 10^{-7}$	0,032	1,6	∅ 70 × 122
АДП-362	110	50	19	1950	0,095	0,17	120	0,65	0,6	6,5	29	2650	1,5	$390 \cdot 10^{-7}$	0,006	2,6	∅ 85 × 135
АДП-363	110	500	35	6000	0,057	0,07	120	1,2	0,55	—	34	8600	3	$390 \cdot 10^{-7}$	0,05	2,6	∅ 85 × 135
АДП-563А	36	500	62	6000	0,1	0,12	220	0,75	3,3	13	38,5	8600	3	$1180 \cdot 10^{-7}$	0,082	5,7	∅ 108 × 183

Tableau A.8

Servo-moteurs asynchrones à rotor amagnétique cylindrique série ДИД

Type	Puissance nominale, W	Puissance de commande maximale, VA	Tension d'excitation nominale, V	Tension de commande nominale, V	Courant d'excitation de démarrage, A	Courant de commande de démarrage, A	Fréquence nominale, Hz	Couple au démarrage sur l'arbre, N·m	Couple nominal sur l'arbre, N·m	Vitesse de rotation à vide, tr/mn	Rendement nominal, %	Tension de décollage à 20 °C, V	Moment d'inertie du rotor, kg·m²	Constante de temps électromécanique, s	Poids, g	Dimensions, mm
ДИД 0,1ТА	0,1	2	36	30	0,08	0,07	400	0,00026	0,00015	13000	—	0,5	$2,2 \cdot 10^{-8}$	0,09	25	∅ 18,5 × 38
ДИД 0,5ТА	0,3	3,3	36	30	0,15	0,11	400	0,0007	0,00035	14000	—	0,5	$4,4 \cdot 10^{-8}$	0,09	50	∅ 22,2 × 44,8
ДИД 0,6ТА	0,6	3,0	36	30	0,155	0,1	400	0,0012	0,00065	16000	11	0,5	$7,4 \cdot 10^{-8}$	0,05	60	∅ 26 × 45,5
ДИД 1ТА	1	3,6	36	30	0,25	0,12	400	0,0016	0,0009	18000	17,5	0,5	$6,9 \cdot 10^{-8}$	0,038	110	∅ 33 × 54,5
ДИД 2ТА	2	7,0	36	30	0,4	0,23	400	0,0034	0,0018	18000	20	0,5	$8,8 \cdot 10^{-8}$	0,032	160	∅ 33 × 68,5
ДИД 3ТА	3	12	36	30	0,7	0,4	400	0,01	0,0056	8000	20	0,7	$23,2 \cdot 10^{-8}$	0,026	350	∅ 48 × 70
ДИД 5ТА	5	14	36	30	1,2	0,48	400	0,022	0,012	6000	20	0,7	$245 \cdot 10^{-8}$	0,052	720	∅ 60 × 104
ДИД 10ТА	10	22,5	36	30	1,4	0,75	400	0,028	0,015	10000	30	0,5	$360 \cdot 10^{-8}$	0,05	1000	—

Tableau A.9

Servo-moteurs asynchrones série ДМ (résistants à l'échauffement)

Type	Tension d'excitation nominale, V	Tension de commande nominale, V	Tension de décollage, V	Courant d'excitation de démarrage, A	Courant de commande de démarrage, A	Fréquence nominale, Hz	Couple au démarrage, N·m	Vitesse de rotation à vide, tr/mn	Puissance nominale, W	Constante de temps électromécanique, s	Poids, g
ДМ-0,04	12	12	—	0,1	0,1	400	$2{,}5\cdot 10^{-4}$	8000	0,04	—	20
ДМ-0,1	36	18	—	0,09	0,07	400	$6\cdot 10^{-4}$	8500	0,1	—	40
ДМ-0,4	36	30	1	0,125	0,15	400	$20\cdot 10^{-4}$	5800	0,4	0,024	70
ДМ-1	36	30	1	0,24	0,29	400	$40\cdot 10^{-4}$	5800	1,0	0,03	175
ДМ-2,5	36	30	1	0,41	0,46	400	$100\cdot 10^{-4}$	5800	2,5	0,066	330

Tableau A.10

Servo-moteurs asynchrones série АД

Type	Tension d'excitation nominale, V	Tension de commande nominale à enroulements couplés en série, V	Tension de commande nominale à enroulements couplés en dérivation, V	Tension de décollage, V	Puissance de l'enroulement d'excitation au démarrage, W	Puissance de l'enroulement de commande au démarrage, W	Fréquence nominale, Hz	Couple au démarrage, N·m	Vitesse de rotation à vide, tr/mn	Puissance nominale, W	Rendement nominal, %	Facteur de puissance cos φ au démarrage	Couple de frottement statique, N·m	Moment d'inertie du rotor, kg·m²	Constante de temps électromécanique, s	Poids, g	Dimensions, mm
АД-20	24	24	12	1	2,6	2,6	400	$13\cdot10^{-4}$	6000	0,3	6	0,85	10^{-4}	$2\cdot10^{-8}$	0,015	30	ø 20 × 25
АД-25		40	20	1													
	40				3,5	3,5	400	$40\cdot10^{-4}$	6500	0,9	18	0,6	10^{-4}	$10\cdot10^{-8}$	0,020	74	ø 25 × 35
		24	12	0,6													
АД-32		40	20	1													
	40				3,5	3,5	400	$75\cdot10^{-4}$	7000	1,7	21	0,5	10^{-4}	$10\cdot10^{-8}$	0,010	130	ø 32 × 38
		24	12	0,6													
АД-40		40	20														
	40			—	—	—	400	$150\cdot10^{-4}$	5000	2,5	20	—	—	$50\cdot10^{-8}$	0,015	240	ø 40 × 43,5
		24	12														
АД-50		40	20														
	40			—	—	—	400	$210\cdot10^{-4}$	5000	3,5	20	—	—	$60\cdot10^{-8}$	0,016	450	ø 50 × 52,5
		24	12														

Tableau A.11

Micromoteurs-amplificateurs asynchrones

Type	Puissance nominale, W	Tension secteur, V	Fréquence, Hz	Courant statorique nominal, A	Rendement, %	Facteur de puissance, cos φ	Capacité du condensateur, μF	Vitesse synchrone, tr/mn	Type de rotor	Moment d'inertie du rotor ×10⁴, kg·m²	Etendue de réglage de vitesse	Courant de commande de longue durée, mA	Courant de commande maximal, mA	Gain en puissance	Poids, kg	Dimensions, mm	
РДУ-5-50	5	127	50	0,8	20	0,5	10	3000	Cylindrique	0,2	1 : 20	20	100	200	10	Ø 100 × 150	Extrémités saillantes de l'arbre exclues
РДУ-10-50	10	127	50	1,0	20	0,5	20	3000	Idem	0,203	1 : 20	20	100	200	13	Ø 160 × 150	
РДУ-20-50	20	127	50	1,3	20	0,6	30	3000	Idem	0,206	1 : 20	20	100	200	14,6	Ø 208 × 150	
РДУ-40-50	40	127	50	1,5	35	0,8	70	3000	En court-circuit	4,3	1 : 20	20	100	300	12	Ø 125 × 200	
РДУ-60-50	60	127	50	1,5	35	0,82	14	3000	Idem	4,05	1 : 20	20	100	300	13	Ø 148 × 200	
РДУ-90-50	90	127	50	1,6	38	0,85	25	3000	Idem	5,4	1 : 20	20	100	400	14	Ø 170 × 200	
РДУ-120-50	120	127	50	2,2	40	0,9	32	3000	Idem	6,25	1 : 20	20	100	400	16	Ø 208 × 200	
РДУ-180-50	180	127	50	3,2	42	0,9	45	3000	Idem	7,3	1 : 20	20	100	500	19	Ø 265 × 200	
РТДУ-180-50	180	220	50	1,4	52	0,9	—	3000	Idem	31,8	1 : 20	50	150	150	23	Ø 360 × 260	Extrémités saillantes de l'arbre inclues
РТДУ-250-50	250	220	50	2	57	0,9	—	3000	Idem	36,3	1 : 20	50	150	150	26	Ø 380 × 260	
РТДУ-370-50	370	220	50	2,8	63	0,85	—	3000	Idem	41,5	1 : 20	50	150	150	31	Ø 420 × 260	
РТДУ-550-50	550	380	50	3,7	65	0,8	—	3000	Idem	188	1 : 10	100	300	160	39	Ø 342 × 390	
РТДУ-750-50	750	380	50	5	68	0,8	—	3000	Idem	225	1 : 10	100	300	200	56	Ø 402 × 390	

РДУ-5-400	5	115	400	0,4	20	0,85	1,5	6000	Cylindrique	0,18	1 : 20	20	100	200	5,0	⌀ 140 × 180	Extrémités saillantes de l'arbre exclues
РДУ-10-400	10	115	400	0,95	20	0,9	2,2	6000	Idem	0,198	1 : 20	20	100	200	7,7	⌀ 168 × 180	
РДУ-20-400	20	115	400	1,4	20	0,9	5	6000	Idem	0,203	1 : 20	20	100	200	10	⌀ 180 × 180	
РДУ-40-400	40	115	400	2,3	30	0,9	10	6000	Idem	0,203	1 : 20	20	100	200	12,5	⌀ 210 × 180	
РДУ-60-400	60	115	400	1,6	40	0,85	5	6000	En court-circuit	3,8	1 : 20	20	100	1000	11	⌀ 170 × 200	
РДУ-90-400	90	115	400	2,25	40	0,85	8	6000	Idem	4,3	1 : 20	20	100	1100	13	⌀ 185 × 200	Extrémités saillantes de l'arbre exclues
РДУ-120-400	120	115	400	2,8	42	0,90	10	6000	Idem	4,85	1 : 20	20	100	1300	14	⌀ 200 × 200	
РДУ-180-400	180	115	400	3,85	45	0,9	15	6000	Idem	5,4	1 : 20	20	100	1600	16	⌀ 220 × 200	
НДУ-60-50	60	127	50	1,3	40	0,95	5	3000	Idem	3,2	1 : 20	20	100	1200	11,5	⌀ 110 × 200	
НДУ-90-50	90	127	50	1,8	42	0,95	5	3000	Idem	3,6	1 : 20	20	100	1300	13,2	⌀ 125 × 200	
НДУ-120-50	120	127	50	2,4	42	0,95	14	3000	Idem	3,75	1 : 20	20	100	1500	14,0	⌀ 148 × 200	
НДУ-180-50	180	127	50	3,4	44	0,95	25	3000	Idem	4,4	1 : 20	20	100	1800	15,1	⌀ 176 × 200	
НДУ-250-50	250	127	50	4,7	44	0,95	32	3000	Idem	3	1 : 20	20	100	2000	16,8	⌀ 208 × 200	
НТДУ-250-50	250	220	50	2,0	63	0,94	—	3000	Idem	20,2	1 : 20	50	150	150	21	⌀ 296 × 255	Extrémités saillantes de l'arbre inclues
НТДУ-370-50	370	220	50	2,7	63	0,95	—	3000	Idem	25,4	1 : 20	50	150	150	27	⌀ 336 × 255	
НТДУ-550-50	550	220	50	3,5	64	0,95	—	3000	Idem	30,6	1 : 10	50	150	200	33	⌀ 375 × 375	
НТДУ-750-50	750	380	50	4,0	65	0,96	—	3000	Idem	127	1 : 10	100	300	150	55	⌀ 333 × 375	

Nota. — 1. Notations : P — biphasé à inversion de marche ; PT — triphasé à inversion de marche ; H — biphasé non inversible ; HT — triphasé non inversible.
2. Les micromoteurs fonctionnent normalement à une température ambiante de —50 à +40 °C et à une humidité de 80 %.
3. Les micromoteurs peuvent supporter des chocs à une fréquence de 80 chocs/mn et des accélérations linéaires jusqu'à 9 g.

Micromoteurs asynchrones d'usage général série УАД
En triphasé (couplage en étoile, 220 V)

Type	P_{nom}, W	n_{nom}, tr/mn	I_{nom}, A	Rendement, %	$\frac{M_{max}}{M_{nom}}$	$\frac{M_{dém}}{M_{nom}}$	$\frac{I_{dém}}{I_{nom}}$
УАД-12	1,5	2700	0,055	14	2,5	2,5	2
УАД-22	4	2700	0,08	28	2	1,5	2
УАД-32	7	2700	0,11	30	2	2	2,5
УАД-42	13	2700	0,13	45	2	2	3,2
УАД-52	20	2700	0,17	55	2	2	4,5
УАД-62	40	2700	0,25	60	1,5	1,5	6
УАД-72	70	2700	0,4	65	1,5	1,5	6
УАД-24	1,2	1280	0,05	9	2	1,5	1,5
УАД-34	2,5	1250	0,09	11	1,5	1,5	1,5
УАД-44	6	1280	0,13	20	1,5	1,5	2
УАД-54	9	1280	0,17	25	1,5	1,5	2,5
УАД-64	20	1280	0,23	40	1,5	1,5	3
УАД-74	30	1280	0,3	50	1,5	1,5	3,5

En monophasé (220 V)

Type	P_{nom}, W	n_{nom}, tr/mn	I_{nom}, A	Rendement, %	$\frac{M_{max}}{M_{nom}}$	$\frac{M_{dém}}{M_{nom}}$	$\frac{I_{dém}}{I_{nom}}$	C, µF
УАД-12	1	2750	0,055	10	2	0,5	2	0,5
УАД-22	3	2750	0,08	20	2	0,5	2	1
УАД-32	5	2750	0,11	25	1,5	0,3	2,5	1,5
УАД-42	10	2750	0,13	44	1,5	0,3	3	1,5
УАД-52	18	2750	0,19	50	1,5	0,3	3,5	2
УАД-62	30	2750	0,3	54	1,5	0,2	4	4
УАД-72	50	2750	0,42	60	1,5	0,1	5	5
УАД-24	1	1280	0,055	9	1,5	0,5	1,5	0,5
УАД-34	2	1280	0,09	11	1,5	0,5	1,5	1
УАД-44	4	1300	0,14	14	1,5	0,5	1,5	2
УАД-54	8	1300	0,16	25	1,5	0,5	2	2
УАД-64	15	1300	0,23	35	1,5	0,3	2,5	3
УАД-74	25	1300	0,3	45	1,5	0,2	3	4

Tableau A.13

Micromoteurs monophasés synchrones à hystérésis série Г

Type	Puissance nominale, W	Puissance absorbée, W	Courant nominal, A	Vitesse de rotation, tr/mn	Dimensions, mm	Poids, kg
Г-205	1	20	0,09	3000	$\varnothing$ 55 × 60	0,4
Г-314	8	35	0,18	3000	$\varnothing$ 72 × 90	0,9
Г-413	16	60	0,4	3000	$\varnothing$ 88 × 115	1,8
Г-509	40	100	0,7	3000	$\varnothing$ 103 × 145	3,5
Г-316	4	30	0,18	1500	$\varnothing$ 72 × 90	0,9
Г-415	12	50	0,4	1500	$\varnothing$ 88 × 115	1,8
Г-511	30	90	0,7	1500	$\varnothing$ 103 × 145	3,5

Nota. — Tension d'alimentation 220 V, 50 Hz.

Tableau A.14

Micromoteurs synchrones auto-réducteurs type ДСР (220 V, 50 Hz).

Type	Alimentation	Courant absorbé, A	Couple nominal, N·m	Couple maximal et de démarrage, N·m	cos φ	n, tr/mn	Temps de démarrage, s	Poids, g
ДСР-2	Monophasé	0,06	0,1	0,2	0,95	2	0,1 max	700
	Triphasé	0,055	0,3	0,6	0,85			
ДСР-60	Monophasé	0,06	0,01	0,02	0,95	60	Idem	650
	Triphasé	0,055	0,015	0,03	0,85			
ДСР-115	Monophasé	0,06	0,05	0,07	0,95	$115\frac{5}{13}$	Idem	600
	Triphasé	0,055	0,075	0,01	0,85			

Tableau A.15

Micromoteurs pas à pas à aimants permanents sur rotor (tension d'alimentation 27 V)

Type	Angle de pas, degré	Nombre de phases	Couple statique maximal, N·m	Couple résistant nominal de la charge, N·m	Moment d'inertie du rotor, kg·m²	Moment d'inertie nominal de la charge, kg·m²	Fréquence de prise de vitesse, Hz		Puissance absorbée en régime d'équilibre stable, W	Dimensions, mm	Poids, kg
							à vide	nominale			
ДШ-0,025А	22,5	4	0,02	0,0025	$2{,}5\cdot10^{-7}$	$2{,}5\cdot10^{-7}$	550	450	24	⌀ 40 × 57	0,22
ДШ-0,04А	22,5	4	0,035	0,004	$3{,}5\cdot10^{-7}$	$3{,}5\cdot10^{-7}$	500	350	20	⌀ 40 × 67	0,25
ДШ-0,1А	22,5	4	0,08	0,01	$19\cdot10^{-7}$	$19\cdot10^{-7}$	400	300	32	⌀ 50 × 80	0,5
ДШ-0,25А	22,5	4	0,15	0,025	$58\cdot10^{-7}$	$58\cdot10^{-7}$	300	250	40	⌀ 60 × 95	0,9
ДШ-0,4А	22,5	4	0,21	0,04	$125\cdot10^{-7}$	$125\cdot10^{-7}$	250	200	80	⌀ 80 × 100	1,6
ДШ-1А	22,5	4	0,6	0,1	$420\cdot10^{-7}$	$420\cdot10^{-7}$	200	150	145	⌀ 100 × 130	3,0
ДШ-4А	18	4	1,6	0,4	$1370\cdot10^{-7}$	$1370\cdot10^{-7}$	150	100	320	⌀ 120 × 190	8,1
ДШ-6А	18	4	2,1	0,6	$3900\cdot10^{-7}$	$3900\cdot10^{-7}$	100	80	270	⌀ 155 × 200	11,5
ДШ-10А	18	4	3,0	1,0	$4200\cdot10^{-7}$	$4200\cdot10^{-7}$	80	70	340	⌀ 160 × 248	14,8
ШДА-2-1	15	2	0,016	0,001	—	$1\cdot10^{-7}$	—	400	11,7	⌀ 32 × 35,5	0,14
ШДА-2-2	15	2	0,04	0,004	—	$3\cdot10^{-7}$	—	350	18,0	⌀ 40 × 45	0,28
ШДА-2-3	15	2	0,10	0,01	—	$7\cdot10^{-7}$	—	320	36,5	⌀ 50 × 55,5	0,55
ШДА-2-4	15	2	0,25	0,04	—	$25\cdot10^{-7}$	—	300	85	⌀ 60 × 69,5	1,0
ШДА-2-5	15	2	0,5	0,06	—	$60\cdot10^{-7}$	—	250	162	⌀ 80 × 84	2,0
ШДА-2-6	18	2	1,0	0,1	—	$125\cdot10^{-7}$	—	200	208	⌀ 100 × 92	3,15
ШДА-3-1	15	3	0,02	0,001	—	$1\cdot10^{-7}$	—	500	8,5	⌀ 32 × 38	0,14
ШДА-3-2	15	3	0,04	0,004	—	$3\cdot10^{-7}$	—	450	13,5	⌀ 40 × 48	0,28
ШДА-3-3	15	3	0,09	0,01	—	$7\cdot10^{-7}$	—	350	17,5	⌀ 50 × 58	0,55
ШДА-3-4	15	3	0,25	0,04	—	$25\cdot10^{-7}$	—	150	27	⌀ 60 × 72	1,0
ШДА-3-5	15	3	0,5	0,06	—	$60\cdot10^{-7}$	—	150	34	⌀ 80 × 87	2,0
ШДА-3-6	15	3	1,0	0,1	—	$125\cdot10^{-7}$	—	100	50	⌀ 100 × 95	3,5

Tableau A.16

Moteurs pas à pas à réluctance variable quadriphasés série ШДР

Type	Angle de pas, degré	Couple statique maximal, N·m	Couple résistant nominal de la charge, N·m	Moment d'inertie du rotor, kg·m²	Moment d'inertie nominal de la charge, kg·m²	Fréquence de prise de vitesse, Hz		Puissance absorbée en régime d'équilibre stable, W	Tension nominale V	Dimensions, mm	Poids, kg
						à vide	nominale				
ШДР-231	9	0,0125	0,004	$0{,}83\cdot10^{-7}$	$0{,}1\cdot10^{-7}$	1500	700	20	28	⌀ 35 × 58	0,18
ШДР-321	6,43	0,0045	0,002	—	$0{,}1\cdot10^{-7}$	—	450	8,1	28	⌀ 34 × 39	0,155
ШДР-521	9	0,054	0,016	$3{,}1\cdot10^{-7}$	$5\cdot10^{-7}$	1500	600	56	28	⌀ 48 × 85	0,45
ШДР-523	3	0,16	0,04	$28\cdot10^{-7}$	$45\cdot10^{-7}$	1500	600	56	28	⌀ 58 × 116,5	0,5
ШДР-711	3	0,12	0,04	$15\cdot10^{-7}$	$15\cdot10^{-7}$	1100	600	49	14	⌀ 58 × 44	0,35
ШДР-721	3	0,19	0,06	$21{,}5\cdot10^{-7}$	$22\cdot10^{-7}$	1100	600	70	14	⌀ 58 × 58	0,5

Tableau A.17

Génératrices tachymétriques à courant continu

Type	Tension d'excitation, V	Courant d'excitation, A	Gain d'amplification en marche à vide, V / tr/mn	Vitesse de rotation maximale, tr/mn	Courant de la charge maximal, A	Résistance de l'enroulement d'induit, Ω	Poids, kg	Moment d'inertie du rotor, kg·m²
СЛ-161	110	0,050	0,020	3500	0,10	170	0,49	$52\cdot10^{-7}$
СЛ-261	110	0,080	0,025	3600	0,20	51	1,25	$196\cdot10^{-7}$
ТД-101	110	0,065	0,021	1500	0,10	330	0,70	$62\cdot10^{-7}$
ТД-102	110	0,065	0,050	1500	0,10	330	0,70	$62\cdot10^{-7}$
ТД-103	110	0,060	0,100	1500	0,10	660	0,70	$196\cdot10^{-7}$
ТД-201	110	0,100	0,130	1000	0,20	780	—	$235\cdot10^{-7}$
ТГ-1	27	0,300	0,007	1100	0,01	430	1,86	$685\cdot10^{-7}$
ТГ-2	27	0,300	0,020	2400	0,02	115	0,80	$137\cdot10^{-7}$
ТГП-1	—	—	0,006	7000	0,1	—	0,15	—

Nota. — 1. La durée de vie des génératrices tachymétriques de la série ТГ est de 1000 h ; pour les autres séries, elle est de 2000 h.
2. Les génératrices tachymétriques de la série ТД fonctionnent normalement à une température ambiante de —40 à +40 °C et à une humidité relative jusqu'à 98 % ; pour la série ТГ, la température ambiante peut varier de —40 à +70 °C, l'humidité relative étant la même.
3. La génératrice tachymétrique ТГ-1 a les mêmes dimensions que le micromoteur à courant continu СЛ-369.

Tableau A.18

Génératrices tachymétriques asynchrones

Type	Tension d'excitation, V	Courant d'excitation, A	Fréquence, Hz	Gain d'amplification en marche à vide, V / tr/mn	Non-linéarité de la caractéristique de sortie, %	Vitesse de rotation maximale, tr/mn	Poids, kg
ТД-1	110	0,15	50	0,008	1,5	2400	3,0
ТД-2	127	0,13	50	0,008	1,5	2400	3,0
АТ-231	110	0,25	400-500	0,0085	0,1	4000	2,10
АТ-261	110	0,22	400	0,0075	0,1	4000	1,30
ТГ-4	110	0,30	400	0,0100	2,5	6000	1,50
ТГ-5А	115	0,06	400	0,0110	2,5	9000	0,28

Nota. — 1. La génératrice tachymétrique ТГ-5А est munie d'un compensateur thermique de l'erreur de température de la tension de sortie.
2. Les génératrices tachymétriques fonctionnent normalement à une température ambiante de —40 à +50 °C (pour ТГ-5А, de —60 à +50 °C) et à une humidité relative de 98 %.

Tableau A.19

Synchro-différentiels

Type	Tension d'excitation, V	Fréquence, Hz	Tension secondaire, V	Couple spécifique, N·m/degré	Couple synchronisant maximal, N·m	Poids, kg	Dimensions, mm
ДИД-101	50	50	49	—	—	0,80	⌀ 62 × 119
ДИД-505	57	50	68	—	—	2,65	⌀ 100 × 150
ДИД-204	100	400	—	—	—	—	⌀ 45 × 109,5
НЭД-101	50	50	50	0,0006	0,03	0,80	⌀ 62 × 119
НЭД-101Б	150	50	—	0,0004	0,025	0,80	⌀ 62 × 119
НЭД-101П	100	400	—	0,001	0,065	—	⌀ 62 × 119
НЭД-501	57	50	57	0,0035	0,255	2,50	⌀ 100 × 150
НЭД-501Б	150	50	—	0,0017	0,125	2,60	⌀ 100 × 150
СДС-1	90	400	90	—	—	2,22	⌀ 86 × 160
СДСМ-1	58	400	58	—	—	0,20	⌀ 36 × 66
ЭД-101	50	50	38	0,0002	0,016	0,80	⌀ 62 × 119
ЭД-501	57	50	52	0,0017	0,125	2,65	⌀ 100 × 150
ЭД-501Б	39	50	35,5	0,0015	0,075	2,65	⌀ 100 × 150

Tableau A.20

Synchro-transmetteurs sans contact à excitation homopolaire

Type	Tension d'excitation, V	Fréquence, Hz	Courant d'excitation, A	Puissance absorbée, W	Tension secondaire, V	Moment d'inertie du rotor, kg·m²	Poids, kg	Dimensions, mm
БД-404А	110	50	0,45	12,5	49	$1,32 \cdot 10^{-5}$	1,20	⌀ 62 × 119
БД-404Б	110	50	0,40	12,5	150	$1,32 \cdot 10^{-5}$	1,25	⌀ 62 × 119
БД-500	127	50	0,50	20,0	55	$8,7 \cdot 10^{-5}$	2,20	⌀ 100 × 86,5
БД-501А	110	50	1,20	25,0	55	$14,2 \cdot 10^{-5}$	3,75	⌀ 100 × 150
БД-501Б	110	50	1,20	25,0	150	$14,2 \cdot 10^{-5}$	3,85	⌀ 100 × 150

Nota. — 1. La vitesse de rotation qui assure l'entraînement en synchronisme du rotor des synchro-récepteurs est de 500 tr/mn.

2. La durée de vie pour une vitesse moyenne de fonctionnement de 10 tr/mn est de 3000 h.

3. Les synchro-transmetteurs БД-500 fonctionnent normalement à une température ambiante de −40 à +50 °C et à une humidité relative de 98 % (à $t = 20 \pm 5$ °C) ; pour les autres types, la température ambiante peut varier de −40 à +60 °C, l'humidité relative étant la même.

Tableau A.21

Synchro-récepteurs sans contact à excitation homopolaire

Type	Tension d'excitation, V	Fréquence, Hz	Courant d'excitation, A	Puissance absorbée, W	Tension secondaire, V	Couple spécifique, N·m/degré	Couple synchronisant maximal, N·m	Moment d'inertie du rotor, kg·m²	Poids, kg	Dimensions, mm
БС-404А	110	50	0,45	12,5	49	0,0005	0,024	$1,32 \cdot 10^{-5}$	1,30	⌀ 62 × 119
БС-404Б	110	50	0,45	12,5	150	0,0004	0,021	$1,32 \cdot 10^{-5}$	1,30	⌀ 62 × 119
БС-405	110	50	0,09	2,0	36	—	—	$1,32 \cdot 10^{-5}$	1,25	⌀ 62 × 119
БС-405Б	110	50	0,09	2,0	81	—	—	$1,32 \cdot 10^{-5}$	1,25	⌀ 62 × 119
БС-500	127	50	0,50	20,0	55	0,0017	0,08	$8,7 \cdot 10^{-5}$	2,30	⌀ 100 × 86,5
БС-501А	110	50	1,20	25,0	55	0,0032	0,18	$38,5 \cdot 10^{-5}$	4,00	⌀ 100 × 150
БС-501Б	110	50	1,20	25,0	150	0,0032	0,18	$38,5 \cdot 10^{-5}$	4,10	⌀ 100 × 150
СБМ-2	36	400	0,1	—	80	—	—	—	0,065	⌀ 48 × 28,5
СБМЗ-3	36	400	0,1	3,6 VA	2,5	—	—	—	—	—

Nota. — 1. Les caractéristiques électriques principales sont données pour le fonctionnement en association avec un synchro-transmetteur de mêmes dimensions.
2. La vitesse de rotation qui assure l'entraînement en synchronisme du rotor des synchro-récepteurs est de 500 tr/mn.
3. La durée de vie pour une vitesse moyenne de fonctionnement de 10 tr/mn est de 3000 h.
4. Les synchro-récepteurs fonctionnent normalement à une température ambiante de —40 à +40 °C (pour БС-500 et ДБС-500, de —40 à +55 °C) et à une humidité relative de 98 %.

Tableau A.22

Synchro-machines sans contact à transformateurs de passage

Type	Régime de fonctionnement	Tension d'excitation, V	Fréquence, Hz	Courant d'excitation, A	Puissance absorbée, W	Couple spécifique, N·m/degré	Tension de sortie spécifique, V/degré	Poids, kg	Dimensions, mm
БД-160А	Transmetteur	110	400	0,30	10	—	—	0,465	⌀ 45 × 80
БС-151А	Récepteur de téléindication	110	400	0,30	7,5	$\frac{1,25\cdot10^{-4}}{1,4\cdot10^{-4}}$	—	0,41	⌀ 45 × 68
БС-155А	Récepteur de synchro-détection	—	400	0,15	4	—	0,7	0,365	⌀ 45 × 68

Nota. — 1. Le synchro-transmetteur БД-160А peut être utilisé dans un montage de synchro-détection accouplé à un synchro-récepteur БС-155А et dans un montage de téléindication, relié à deux synchro-récepteurs БС-151А.
2. La tension de sortie spécifique de БС-155А est indiquée pour une résistance de charge de 1000 Ω.
3. Le couple spécifique de БС-151А qui figure au numérateur suppose l'utilisation d'un synchro-transmetteur de même type ; les données du dénominateur se rapportent au cas où en qualité de transmetteur on utilise БД-160А.

Tableau A.23

Synchro-trigonomètres sinus-cosinus

Type	Tension d'alimentation, V	Fréquence, Hz	Résistance d'entrée en marche à vide, Ω	Rapport de transformation	Dimensions, mm
2,5BT	12	400	200	1	⌀ 25 × 64
	27		400		
	27		800		
	27		1600		
3,2BT	27	400	200	1	⌀ 32 × 72
	27		400		
	40		800		
	40		1600		
	40		3200		
4BT	27	400	200	1	⌀ 40 × 87
	40		400		
	40		800		
	40		1600		
	40		3200		

Tableau A.23 (suite)

Type	Tension d'alimentation, V	Fréquence, Hz	Résistance d'entrée en marche à vide, Ω	Rapport de transformation	Dimensions, mm
5BT	60	400	200	1	⌀ 50 × 100
	127		400		
	60		800		
	127		1600		
	127		3200		
6BT	127	400	200	1	⌀ 60 × 110
	127		400		
	127		800		
	127		1600		
	127		3200		

Nota.—Le circuit magnétique des synchro-trigonomètres est réalisé en permalloy.

À NOS LECTEURS

Les Editions Mir vous seraient très reconnaissantes de bien vouloir leur communiquer votre opinion sur le contenu de ce livre, sa traduction et sa présentation, ainsi que toute autre suggestion.

Notre adresse:
Editions Mir,
2, Pervi Rijski péréoulok,
Moscou, I-110,
GSP, U.R.S.S.

Imprimé en Union Soviétique